14F
N° 1696
SEPTEMBRE
1983
LVIIIe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

HI-FI

LE COMPACT-DISC
AIWA DX 1000
FISHER AD 8000
QUATRE MAGNETOPHONES A CASSETTE AU BANC D'ESSAI

REALISATIONS

5 MONTAGES
REALISEZ VOTRE MINI CHAINE: LE TUNER FM.

MICRO INFORMATIQUE

BANC D'ESSAI

DU MICRO ORDINATEUR THOMSON TO 7





BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $
● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ●
ESPAGNE : 300 PTAS

scalp music

VINCENNES
27, AV. DE PARIS - 94300 VINCENNES - 365.25.93
(à 800 m de la sortie PERIPHERIQUE PORTE DE VINCENNES - NORD ou SUD)
M° BERAULT - CHATEAU DE VINCENNES • PARKING
ouvert le lundi de 14 h à 19 h
et du mardi au samedi de 10 h à 12 h et de 13 h 30 à 19 h

STOCK SUR PLACE LIVRABLE DE SUITE

scalp music scalp

TABLES DE MIXAGES MONO - STEREO

- 2 entrées phonos
- Mixage 1 micro
- 2 magnétos • 1 tuner
- Prise casque
- Total : 8 entrées

370 F

- 2 phonos • 2 magnétos
- 1 tuner • 1 casque
- 1 micro • 2 VU-mètres

Alimentation 220 V

600 F

CHAINE 50 W AUTORADIO

- **1 autoradio K7.** PO-GO-FM Stéréo. Réglage tonalité. Avance rapide
- **1 booster-équalizeur** 2 × 25 W. 5 fréquences
- **2 HP.** 2 voies, 30 watts

L'ENSEMBLE AUTO **1 134 F**

AFFAIRE EXCEPTIONNELLE



GARANTIE 5 ANS - PHOTO REELLE

AKAI
ENCEINTE
3 VOIES
130 W
Référence : SRS 68

- PUISSANCE :
- BANDE PASSANTE : 35 Hz - 20 kHz
- SENSIBILITE : 91 dB - 1 m

VALEUR : ~~1490 F~~

PRIX DE L'UNITE **650 F**

NOS PRIX UNITAIRES EN PROMOTION

PLATINE TD
Pioneer PL 8. Auto, 2 moteurs, quartz ...... **1 420 F**
Akaï APQ 310. Auto, quartz **1 174 F**

AMPLIFICATEURS
Harman Kardon PM 640. 2 × 45 W .. **1 755 F**
PM 650. 2 × 60 W .. **2 565 F**

TUNERS
Luxman T 111 L. PO-GO-FM . **1 283 F**

PLATINES K7
Marantz SD 1030. Métal, Dolby **1 140 F**
Luxman K 117. 2 têtes, 2 moteurs, Métal, Dolby **1 958 F**
Sony TCK 71. 3 têtes, 2 moteurs, Métal, Dolby **2 285 F**

RACKS
SM 460. Glace, roulettes **200 F**

VIDEO
Salon VHS . **5 700 F**

ENCEINTE
Ditton 200. 3 voies, 100 W admissibles **l'unité 915 F**
Akaï SRH 55 W. 3 voies, 60 watts **l'unité 380 F**
AS 26. Bass-Reflex, 60 W . **l'unité 378 F**

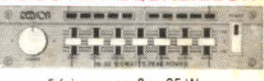
H.-P. AUTO
Redson
HP 21. 2 voies, 20 W. **la paire 182 F**
HP 31. 3 voies, 25 W. **la paire 266 F**

Booster AUTO
Redson
RB 32. 7 fréquences. 2 × 25 W .... **432 F**
RB 52. 7 fréquences. Extra-plat. 2 × 30 W .... **548 F**

CASQUES
Sony MD 5 Ultra-léger ... **188 F**
Audiotechnica ATH 03 ...... **357 F**
Pioneer SEL 3. Ultra-léger ... **146 F**
Spécial télé **CTV 30** (mono) avec réglage de volume .... **80 F**

MICROS
AKG D 40 .... **170 F**
Audiotechnica
AT 818 ...... **418 F**
AT 832 ...... **214 F**
Sony FV 3 T .. **120 F**

BOOSTER/EQUALIZEUR



5 fréquences. 2 × 25 W.

SUPER PROMO .. **294 F**

MEUBLE RACK PIONEER



CB 550
Glace. Roulettes. Prise casque.

250 F

SUPER PROMO AKG

K 40 ..... **116 F**
K 141 .... **293 F**
K 340 .... **695 F**

OCCASION EXCEPTIONNELLE DISPATCH. ECLAIR

12 PHONO - 12 AUX
20 AMPLIS - 24 PAIRES HF
PRIX NEUF **25 000 F** VENDU **5 000 F**

PIONEER



CS 353
ENCEINTE
2 voies.
BASS-REFLEX.
Boomer ⌀ 20 cm.
Tweeter ⌀ 6,6 cm
40/50 W

L'UNITE **250 F**

CHAMBRE D'ECHO



- 2 entrées micros
- 1 entrée cassette
- Contrôle par Led

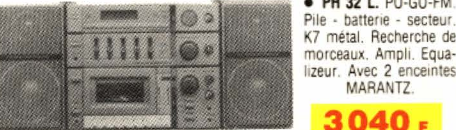
660 F

MINI CASSETTE PORTABLE STEREO AVEC CASQUE



255 F

MINI CHAINE PORTABLE MARANTZ



- **PH 32 L.** PO-GO-FM. Pile - batterie - secteur. K7 métal. Recherche de morceaux. Ampli. Equalizeur. Avec 2 enceintes MARANTZ.

3 040 F

- **PH 52 L.** PO-GO-FM. Digital. Présélection. K7 métal. Recherche de morceaux. Ampli. Equalizeur. Avec 2 enceintes .... **3 450 F**

CHAINES complètes AKAI MARANTZ JVC



2 × 33 W

- 1 ampli **AKAI AMU 210.** 2 × 33 W
- 1 tuner **AKAI ATK 110 L.** PO-GO-FM
- 1 platine K7 **AKAI CSF 14. Dolby B et C. Métal**
- 1 platine disque **AKAI APD 210.** Direct, semi-auto. stroboscope, extra-plate
- 2 enceintes **AKAI.** 3 voies. 50 W

L'ENSEMBLE **4 450 F**

RACK 2 × 47 W

- 1 ampli **MARANTZ PM 420.** 2 × 47 W
- 1 platine cassette **MARANTZ SD 220.** Touches à effleurem. Chrome, métal. Dolby
- 1 platine disque **MARANTZ TT 2200.** Direc. drive. Semi-auto.
- 1 tuner **MARANTZ ST 310 L.** PO-GO-FM
- 2 enceintes **DITTON 200**
- **1 RACK.** Très belle présentation. Glace et roulettes.

RACK COMPLET **5 413 F**

CHAINE 2 × 65 W

- 1 ampli **JVC AX 4. Classe A.** 2 × 65 W
- 1 tuner **JVC TX 2 L.** PO-GO-FM. Digital. Présélection. Quartz.
- 1 platine disque. Entraînement direct. Semi-auto. Quartz.
- 1 platine K7 **JVC KDD 35.** Dolby. Métal. 2 moteurs. 2 têtes.
- **2 enceintes 3 voies.** 100 W

L'ENSEMBLE : **6 726 F**

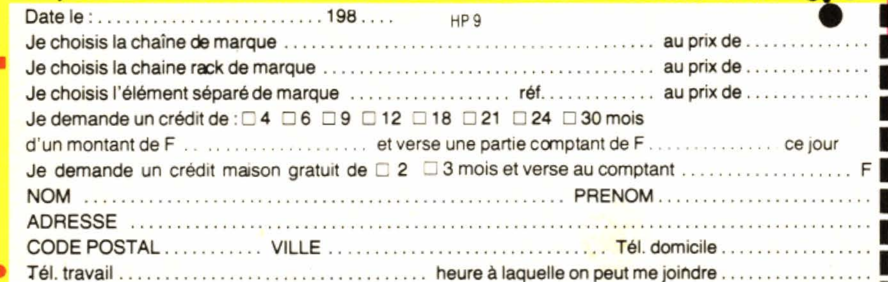
CHAINE AKAI - 2 × 33 W



- 1 ampli AKAI AMU 210. 2 × 33 W
- 1 platine TD **AKAI APD 210.** Directe. Semi-auto. Strobo à servo. Extra-plate.
- 2 enceintes **AKAI SRH 55.** 3 voies. 60 W

L'ENSEMBLE **2 000 F**

PHOTOS NON CONTRACTUELLES



BON DE COMMANDE à découper et à adresser à SCALP MUSIC
27, AVENUE DE PARIS - 94300 VINCENNES - Tél. 365.25.93

Date le : .... 198 .... HP 9
Je choisis la chaîne de marque .... au prix de ....
Je choisis la chaine rack de marque .... au prix de ....
Je choisis l'élément séparé de marque .... réf. .... au prix de ....
Je demande un crédit de : ☐ 4 ☐ 6 ☐ 9 ☐ 12 ☐ 18 ☐ 21 ☐ 24 ☐ 30 mois
d'un montant de F .... et verse une partie comptant de F .... ce jour
Je demande un crédit maison gratuit de ☐ 2 ☐ 3 mois et verse au comptant .... F
NOM .... PRENOM ....
ADRESSE ....
CODE POSTAL .... VILLE .... Tél. domicile ....
Tél. travail .... heure à laquelle on peut me joindre ....

CREDIT GRATUIT

DE SCALP MUSIC SUR TOUS NOS PRODUITS ET SUR LA TOTALITE DE VOS ACHATS

AMIS DE PROVINCE

Si vous souhaitez trouver les meilleurs prix et renseignements
APPELEZ M. DIDIER
du lundi 14 h au vendredi 19 h
(Responsable du service province)
au (1) 365-25-93

scalp music scalp music scalp music

SOMMAIRE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

124 INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE : La droite de charge

REPORTAGES

169 CABASSE : Le renfort de l'informatique

179 LE C.E.S. DE CHICAGO

REALISATIONS

87 REALISEZ VOTRE CHAINE HIFI : Le tuner

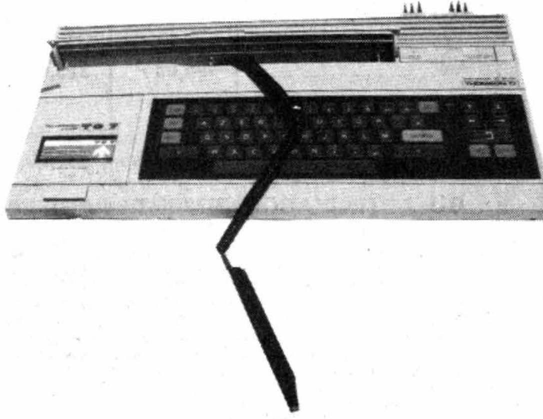
147 REALISEZ UN TEMPORISATEUR PROGRAMMABLE POUR LABO PHOTO

176 PETIT AMPLIFICATEUR STEREOPHONIQUE (3 à 12 V) POUR CASQUE OU HAUT-PARLEUR

MICRO-INFORMATIQUE

63 INITIATION A LA MICRO-INFORMATIQUE : Interfaces évoluées

99 LE MICRO-ORDINATEUR THOMSON TO 7



103 REALISEZ VOTRE MINI-ORDINATEUR INDIVIDUEL : Les sous-programmes du DOS. La carte de programmation de PROM

RADIO – TV – VIDEO

173 LE MAGNETOSCOPE PORTABLE PANASONIC NV 100

MESURE SERVICE

78 PRATIQUE DE LA MESURE : Mesure des intensités continues

RADIOCOMMANDE

67 UN RECEPTEUR R.C. A SYNTHESE DE FREQUENCE : LE RX 9 S/F

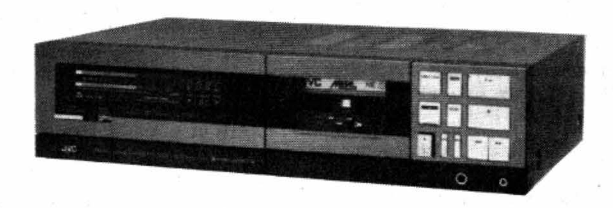
HIFI – TECHNIQUE GENERALE – AUDIO

131 LE LECTEUR DE COMPACT DISC AIWA DX 1000

138 ENTRETIEN AUDIO ET VIDEO

141 LE LECTEUR DE COMPACT DISC FISHER AD 8000

157 LE MAGNETOPHONE A CASSETTE JVC DD-V9



160 LE MAGNETOPHONE A CASSETTE ALPINE AL 90

163 LE MAGNETOPHONE A CASSETTE KENWOOD KX 800

166 LE MAGNETOPHONE A CASSETTE CONTINENTAL EDISON : LE 9262

EMISSION – RECEPTION

183 LE SYNTHETISEUR DE FREQUENCE : (II) Eléments constitutifs d'un synthétiseur (2e partie)

DIVERS

59 BLOC NOTES

114 SELECTION DE CHAINES HIFI

115 COURRIER TECHNIQUE

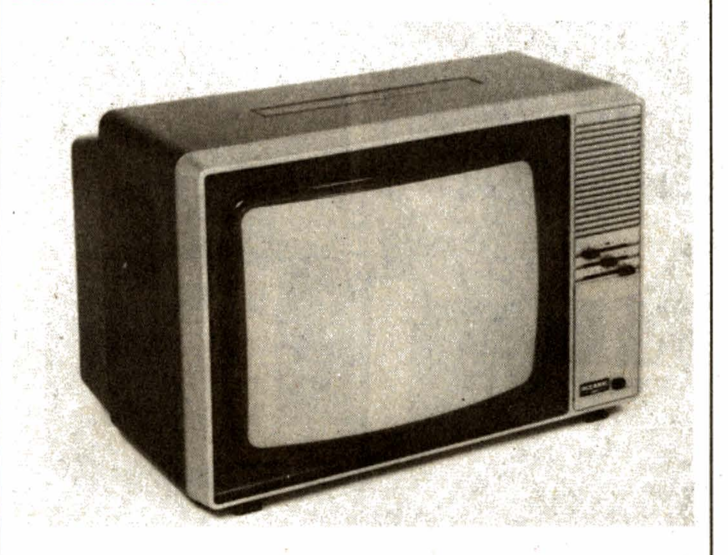
199 PETITES ANNONCES

201 CARNET D'ADRESSES

202 LECTEUR SERVICE

Bloc-notes

LE MONITEUR POLYCHROME OCEANIC MVP 360



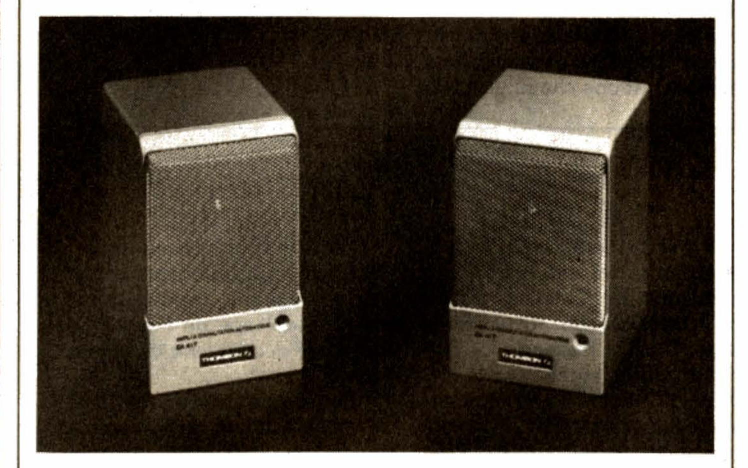
Ce moniteur 14'' (36 cm) a été spécialement conçu pour tous les utilisateurs de mini et micro-informatique : PMI - PME et professions libérales.

Les particuliers, possesseurs de jeux vidéo ou de micro-ordinateurs l'apprécieront aussi, notamment pour son esthétique.

– La précision de l'image.
– La qualité des couleurs.
– La stabilité de l'affichage (alphanumérique et graphique).

Trois qualités du MVP 360 Océanic qui rendent la lecture de l'information agréable.

ENCEINTES ACOUSTIQUES POUR WALKMAN-JOGGYS ET AUTRES BALADEURS



Thomson vient de commercialiser des mini-enceintes acoustiques pour l'écoute à la maison des appareils de type baladeur. Ces enceintes acoustiques sont équipées d'un amplificateur incorporé.

Caractéristiques techniques :
Impédance : 4 Ω.
Puissance max. : 3 W.
Courbe de réponse : de 150 à 18 000 Hz.
Poids : 0,92 kg.
Dimensions : 77 × 109 × 88 mm.

Initiation à la micro informatique

INTERFACES EVOLUEES

NOUS vous avons présenté, dans les précédents chapitres de cette série, les circuits d'interface classiques de la micro-informatique, à savoir interface parallèle, interface série et timer programmable. Si ces circuits constituent les chevaux de labour de la micro-informatique, puisque l'on peut les utiliser dans quasiment toutes les applications, il ne faut pas négliger non plus les circuits d'interface évolués spécifiques qui ont été développés ces dernières années et qui permettent de réduire, de façon parfois spectaculaire, le nombre de boîtiers d'une application.

Nous n'allons pas vous présenter tous ces circuits de façon aussi détaillée que nous l'avons fait pour les trois précédents car cela serait fastidieux, d'une part, et beaucoup trop long, d'autre part.

Nous allons donc passer en revue ces divers circuits, de façon à indiquer ce qui existe et les caractéristiques que l'on est en droit d'en attendre. Ce survol ne sera pas dénué d'intérêt car, comme quasiment tous ces circuits introduisent de nouvelles notions qui vous sont encore inconnues, nous en profiterons pour expliciter celles-ci lors de la présentation du ou des circuits correspondants ; ainsi, lors de la présentation du contrôleur d'accès direct mémoire, expliquerons-nous ce qu'est l'accès direct mémoire, etc.

D'autres circuits d'interface série

Si l'ACIA que nous vous avons présenté longuement est le circuit d'interface série asynchrone par excellence, il faut savoir que, depuis sa naissance, d'autres circuits sont arrivés sur le marché et présentent des caractéristiques un peu améliorées. D'autre part, il existe des circuits, que l'on appelle des UART, qui ressemblent à des ACIA mais qui ne sont pas programmables par logiciel ; enfin, il nous faut dire un mot des interfaces séries synchrones qui commencent à se développer de façon importante avec l'apparition des réseaux de calculateurs.

Réglons tout d'abord le cas des ACIA améliorés : la principale amélioration apportée consiste à intégrer, dans le boîtier, un générateur d'horloge de transmission, ce qui rend inutile le 14411 de notre exemple de présentation de l'ACIA. Cela fait gagner de la place au niveau du montage ; par contre, le générateur d'horloge ne devient programmable que par logiciel (on écrit dans un registre interne un code correspondant à la vitesse de transmission désirée). Ces circuits ne sont donc pas universellement employés, car il existe de nombreux cas où il faut pouvoir choisir la vitesse de transmission par commutateur. Le synoptique, fort simple, d'un tel circuit est représenté figure 1 et n'est ni plus ni moins qu'un ACIA et un 14411 dans un même boîtier. Un exemple de ce type de circuit est le SY 6551 de Synertek, qui appartient à la famille de microprocesseurs 6500, compatible au point de vue signaux de bus avec la famille 6800 - 6809.

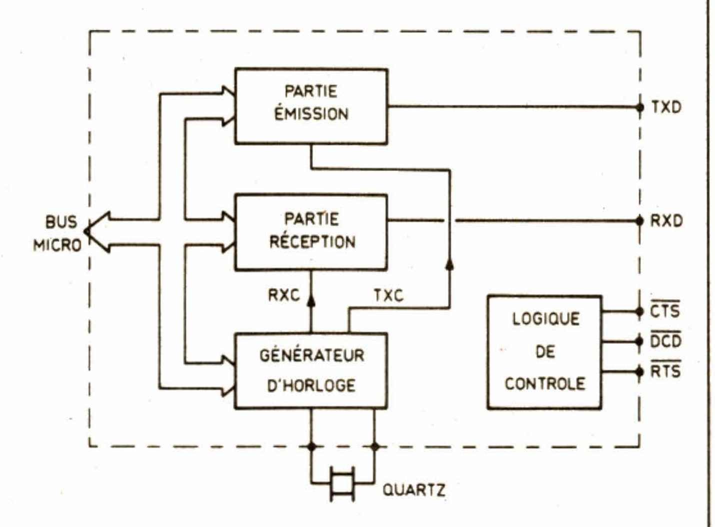


Fig. 1. – Synoptique simplifié du SY 6551.

Viennent ensuite les circuits que l'on trouve, dans la littérature, sous le nom UART. Tout d'abord, sachez que l'ACIA est, lui aussi, un UART, ce qui signifie Universal Asynchronous Receiver Transmitter ou, en bon français, émetteur récepteur universel de données asynchrones. Pourquoi donc ce distinguo entre ACIA et UART : tout simplement parce que ce que l'on désigne par UART est généralement un circuit non programmable par logiciel. En d'autres termes, alors que, pour configurer un ACIA dans tel ou tel mode de fonctionnement, vous devez écrire une combinaison de bits dans un registre, pour un UART vous devez, au moyen d'interrupteurs reliés sur certaines pattes, mettre des pattes dites de contrôle à 1 ou à 0. De même, pour savoir ce qui s'est passé lors de la transmission, vous venez lire des bits dans un registre d'état de l'ACIA : pour un UART, les informations sur « la qualité » de la transmission sortent sur des pattes distinctes qui sont les pattes dites d'état (l'une indique une erreur de parité, l'autre une vitesse excessive, etc.).

Compte tenu de cet exposé, le synoptique d'un UART a l'aspect indiqué figure 2. Nous y voyons deux jeux de lignes de données, puisqu'il n'y a plus ici de bus de microprocesseur ; l'un correspond aux données à émettre, l'autre aux données reçues. Nous y voyons aussi les lignes de contrôle indiquées ci-avant, dont le nombre est variable selon les circuits mais qui permettent en général de choisir le fonctionnement de l'UART comme le registre de contrôle de l'ACIA (nombre de bits transmis, parité, nombre de

bits de stop) ; et, enfin, un autre groupe de lignes constitue les lignes d'état sur lesquelles on vient lire si la transmission se passe bien ou non, chaque ligne ayant une signification particulière.

Un tel circuit n'est évidemment pas pratique à mettre en œuvre dans une application à microprocesseur, car il n'est pas prévu pour être connecté à un bus, et c'est normal car ce n'est pas son rôle ; par contre, un tel circuit est irremplaçable dans certaines applications où, justement, il n'y a pas de microprocesseur et où il permet de se débarrasser d'une quantité considérable de boîtiers logiques. Si vous lisez « Le Haut-Parleur » depuis longtemps, regardez, à titre d'exemple, notre terminal vidéo de décembre 1981 dans lequel est employé un UART comme interface entre le terminal proprement dit et la liaison série asynchrone.

Les UART existent chez de très nombreux fabricants, les deux plus actifs étant SMC et General Instruments. L'on trouve aussi, sur le même principe, des USRT qui sont la même chose que des UART mais pour des transmissions série synchrones et, le fin du fin, des USART qui peuvent être à la fois synchrones et asynchrones.

Puisque nous sommes revenus sur le sujet avec les USRT et USART, nous allons vous dire quelques mots des liaisons série synchrones que nous avions volontairement laissées dans l'ombre lors de la présentation des liaisons série en général.

Ainsi que nous l'avions exposé lors de cette présentation, une liaison série synchrone nécessite une transmission d'horloge conjointe à la transmission des données, de façon que l'émetteur et le récepteur soient synchronisés.

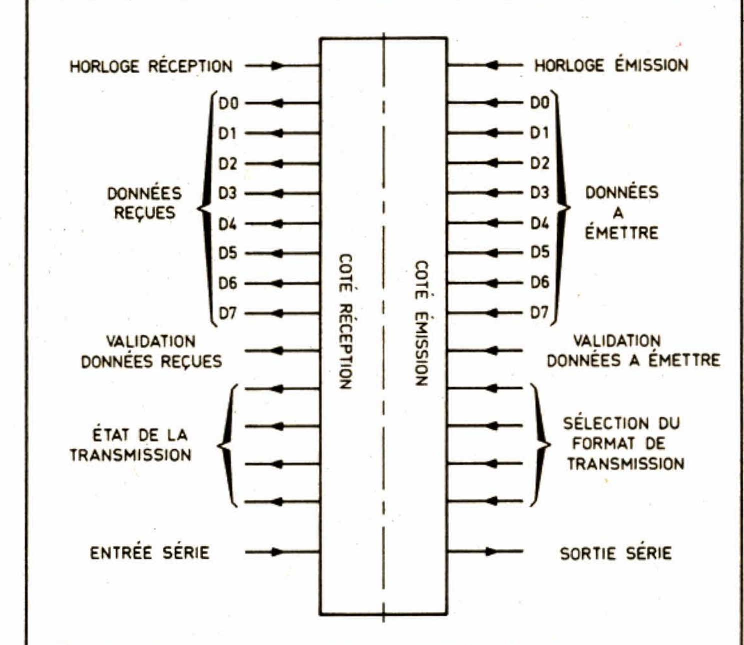


Fig. 2. – Synoptique détaillé d'un UART classique.

Cette contrainte apparente est cependant résolue de nos jours par l'utilisation de codes de transmission qui véhiculent, sur une seule ligne, données et horloge. Le synoptique d'une liaison série synchrone devient alors celui de la figure 3. Les données issues de l'émetteur et l'horloge utilisée par celui-ci passent dans un « codeur » qui délivre un signal codé, de façon telle que le circuit adéquat utilisé à la réception saura en extraire les données et l'horloge : tous les problèmes sont ainsi résolus.

De la même façon qu'aux UART correspondent les USRT, à l'ACIA correspond le SSDA (Synchronous Serial Data Adapter ou adaptateur de transmission de données série synchrone) qui est un circuit d'interface série synchrone de la famille 6800-6809 programmable selon un principe analogue à celui de l'ACIA. Nous ne nous étendrons pas plus sur le sujet car les connaissances que vous avez acquises avec l'ACIA seront directement transposables au SSDA, si un jour vous avez à l'utiliser.

Les bus de communication

Si les liaisons série synchrones et asynchrones telles que nous les avons décrites conviennent bien lorsque l'on souhaite relier deux équipements tels qu'un calculateur et un terminal, par exemple, elles ne sont pas aptes à permettre la connexion de plusieurs équipements entre eux, du moins tant que l'on n'ajoute rien à la description qui en a été faite.

Ce besoin de connexion multiple entre plusieurs équipements se fait sentir de plus en plus fortement avec l'apparition des réseaux de calculateurs, et l'on a été amené, depuis quelque temps, à créer des bus de communication dont une architecture simple (il existe de nombreuses variantes, et certaines sont très complexes) est visible figure 4. Un tel bus n'est rien d'autre que deux lignes de communications série synchrones, une dans chaque sens, sur lesquelles tous les équipements sont raccordés. Pour que ce ne soit pas la pagaille, et un peu à la manière d'un bus microprocesseur classique, le maître du bus, appelé aussi « primaire », est le seul autorisé à indiquer quel esclave du bus, appelé aussi « secondaire », va échanger des informations avec tel ou tel autre esclave (ou avec le maître).

Une telle façon de faire implique que les données échangées sur les lignes série synchrones ne soient pas seulement des données mais renferment aussi les informations d'adresse et de commande.

En effet, chaque secondaire est repéré par une adresse et peut interpréter un certain nombre de commandes émises par le maître. De plus, chaque secondaire peut émettre vers le maître un certain nombre de demandes selon ce qu'il a à accomplir.

De l'examen, simplifié pour les besoins de cet exposé, de cette procédure, doivent découler plusieurs remarques ; la première est qu'un tel bus de communication s'adresse à des équipements disposant d'un minimum d'intelligence. Il faut imaginer le maître comme étant un puissant calculateur central, et les esclaves comme étant des « petits » calculateurs ayant de temps en temps à faire appel aux ressources du maître. La deuxième remarque est que, sous réserve que le

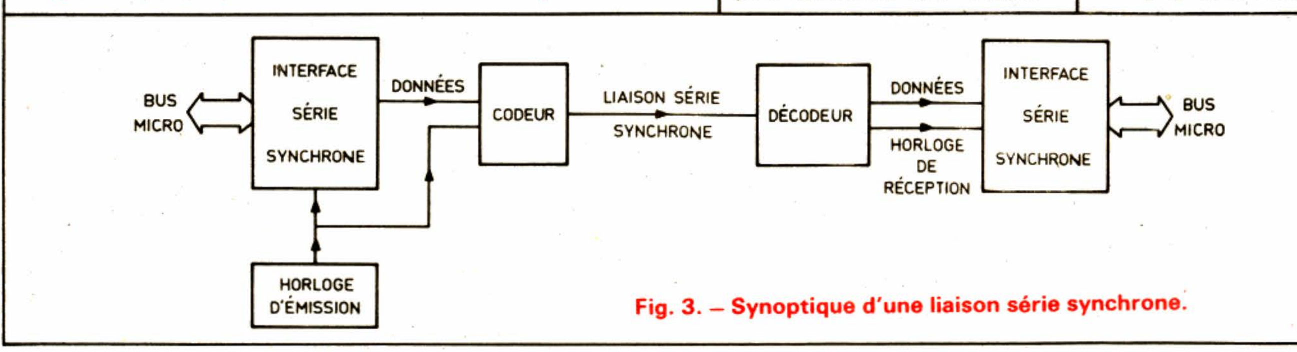


Fig. 3. – Synoptique d'une liaison série synchrone.

protocole de dialogue soit bien établi (et c'est le cas !), les secondaires pourront accéder au maître quasiment quand ils en auront besoin, encore que des priorités d'accès puissent être définies. La troisième remarque est que ce protocole de dialogue est assez complexe, vu les tâches à accomplir ; en conséquence, si vous ne voulez pas que les esclaves passent tout leur temps de calcul à gérer le protocole, il va falloir disposer d'interfaces assez élaborées pour faire cela toutes seules.

Tout cela pour vous dire qu'existent, à l'heure actuelle, plusieurs protocoles standardisés dont le SDLC et le HDLC (Synchronous Data Link Control et High Level Data Link Control, pour contrôle de liaison de données synchrones et contrôle de liaison de données de haut niveau).

Sans vouloir entrer dans le détail, ce qui demanderait au moins toutes les pages de cette revue, sachez que ces protocoles adoptent la procédure suivante :

– Tous les échanges de données ou de commandes se font au moyen de trames d'information.

– Une trame d'information est un ensemble d'octets dont chaque zone a une fonction bien définie.

– Tout message non conforme à la structure standard de la trame est considéré comme invalide et est rejeté.

A titre d'exemple, nous vous présentons, en figure 5, la structure d'une trame SDLC. Nous remarquons qu'elle doit commencer impérativement par un caractère particulier, 01111110, qui s'appelle le flag de début (flag signifie drapeau) ; vient ensuite un octet considéré comme étant l'adresse du destinataire du message ; l'octet suivant est un mot de contrôle dont la signification varie selon les protocoles et les commandes exécutées ; vient ensuite une zone d'information proprement dite qui contient les octets effectivement échangés entre les équipements. La taille de cette zone est variable, mais est souvent limitée à 128 ou 256 octets, l'envoi d'une plus grande quantité d'informations nécessitant alors plusieurs trames consécutives. Après cette zone, un mot de 16 bits constitue ce que l'on appelle le CRCC ou Cyclic Redundancy Check Character ; ce mot est calculé par le circuit émetteur des données en combinant celles-ci au moyen d'un polynôme particulier, et le résultat obtenu est placé dans le CRCC émis. A la réception, le CRCC est calculé, de la même façon bien sûr, par le récepteur et est comparé au CRCC reçu. C'est, si l'on fait un rapprochement avec les liaisons asynchrones, un « super » bit de parité, l'exactitude du CRCC entraînant une très bonne probabilité de message reçu exact. Ce CRCC est suivi par le flag de fin de trame qui est identique à celui de début.

Pour pouvoir générer facilement de telles trames, des circuits spécialisés ont été développés, tels le 6854 de Motorola (famille 6800-6809 toujours) qui a pour nom ADLC pour Advanced Data Link Controller ou contrôleur évolué de liaison de données. Ce circuit, analogue à un ACIA dans ses grandes lignes, est à même, à partir d'ordres simples donnés par le microprocesseur, d'élaborer des trames conformes à celle présentée ci-avant et d'émettre celles-ci. Il sait aussi recevoir de telles trames et en extraire les données pour les fournir au microprocesseur. Même si cela paraît banal, ce circuit est relativement complexe puisque, partant des données fournies par le microprocesseur, il fabrique la trame, met en place les flags et calcule tout seul le CRCC ; en réception, il vérifie la conformité de la trame reçue, en extrait les données, calcule le CRCC et le compare au CRCC reçu. Lorsque nous aurons ajouté que cela fonctionne jusqu'à 500 kilobits/seconde pour le 6854 et 1 megabit/seconde pour le 68B54, nous vous aurons, nous le pensons, convaincus quant aux possibilités de ces circuits.

Il est évident que, jusqu'à présent, de telles liaisons étaient réservées à de gros calculateurs, mais l'augmentation des performances des circuits évoqués ci-avant et la simplicité de mise en œuvre de ces circuits permet peu à peu aux microcalculateurs d'accéder à de telles liaisons.

Nous allons en rester là pour ce sujet car, comme nous l'avons dit, un développement complet est impossible dans le cadre de cette série d'articles et dépasserait sa vocation d'initiation. Nous terminerons en vous disant que lorsque, par exemple, vous entendrez parler de Transpac, vous pourrez être fier de savoir qu'il s'agit d'un tel réseau de communication utilisant la procédure HDLC et des trames analogues à celles présentées ci-dessus.

Le bus IEEE 488

Puisque nous sommes dans les bus « bizarres » (comparés aux bus des microprocesseurs), nous nous devons de vous parler du bus IEEE 488 qui connaît un développement impressionnant dans le domaine de la mesure.

A l'origine, un fabricant d'appareils de mesure de haut de gamme, qui a pour nom bien connu Hewlett Packard, s'est rendu compte qu'il serait intéressant de pouvoir relier des appareils de mesure entre eux et à un calculateur central, afin de constituer des stations de mesure automatiques.

L'idée a fait son chemin et, Hewlett Packard fabriquant aussi des calculateurs, elle a conduit à la naissance d'un bus astucieux : le bus HPIB. Cette appellation de début (HPIB = Hewlett Packard Interface Bus) est devenue peu à peu IEEE 488 ; en effet, ce bus s'est avéré tellement intéressant et bien conçu qu'il est devenu un standard et qu'il a, de ce fait, été normalisé par l'IEEE sous l'appellation IEEE 488 ou aussi GPIB pour General Purpose Interface Bus (bus d'interface d'usage général).

Quasiment tous les fabricants d'appareils de mesure (au sens large du terme) ont donc adopté ce bus et peuvent fournir des appareils dits programmables par bus HPIB ou IEEE 488.

Précisons, avant de continuer, que ce bus s'appelle aussi, en Europe, bus IEC 625-1 ; en fait, l'IEC diffère un peu de l'IEEE, mais cela n'influe pas sur les explications qui vont suivre.

Nous allons vous présenter rapidement les idées générales relatives à ce bus, car un microprocesseur est l'organe

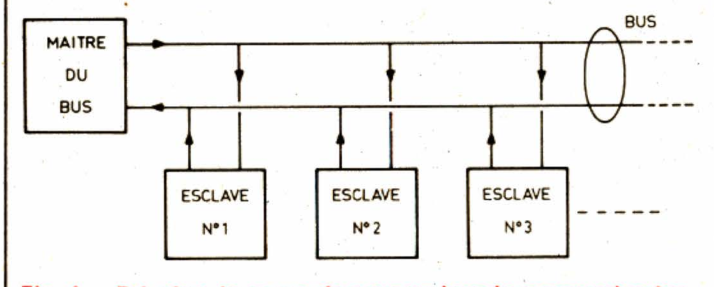


Fig. 4. – Principe de connexion sur un bus de communication.

FLAG DE DEBUT					FLAG DE FIN
0 1 1 1 1 1 1 0	ADRESSE	CONTROLE OU COMMANDE	DONNEES	CRCC	0 1 1 1 1 1 1 0
1 octet	1 octet	1 octet	128 ou 256 octets	2 octets	1 octet

Fig. 5. – Exemple de trame sur une liaison SDLC.

idéal de contrôle d'un tel bus pour de petites et moyennes applications ; de plus, de nombreux circuits d'interface spécialisés existent pour simplifier le travail du concepteur.

Un tel bus, comme nous l'avons dit, n'est pas un bus informatique au sens propre du terme ; en effet, il a été optimisé pour échanger des données entre appareils de mesure. Il repose sur les principes simples suivants :

– Trois types d'appareils peuvent être reliés au bus : ce sont les parleurs ou émetteurs (talkers en américain) ; les écouteurs ou récepteurs (listeners en américain) et les contrôleurs (controllers).

– Il n'y a qu'un seul maître du bus qui est le contrôleur, et c'est lui qui dirige le fonctionnement du bus.

– Un parleur ne peut qu'émettre sur le bus et uniquement lorsqu'il y est autorisé par le contrôleur.

– Un écouteur ne peut que recevoir des informations émises sur le bus.

– Le bus est un bus parallèle utilisant 8 lignes de données/adresses et 8 lignes de contrôle.

La structure de connexion d'éléments sur un tel bus peut alors avoir l'aspect évoqué figure 6. Nous y voyons un calculateur qui sera le contrôleur du bus, un générateur qui sera écouteur seulement puisqu'il n'a besoin que de recevoir des informations relatives à son positionnement, une imprimante qui sera aussi un écouteur seul, car elle ne sait que recevoir des données à imprimer, et un voltmètre numérique qui sera, à la fois, écouteur pour la sélection de la gamme et de la fonction, et parleur pour l'envoi des résultats de mesure au calculateur.

Le bus est fait de telle façon que des liaisons, aussi disparates à première vue, puissent marcher.

En effet, comme pour les bus de communication évoqués ci-avant, chaque élément connecté sur le bus se voit affecter une adresse (sur les appareils de mesure, celle-ci est positionnée au moyen de petits interrupteurs situés en général en face arrière de ceux-ci), et tout dialogue se fait suite à l'envoi par le contrôleur de l'adresse de l'élément auquel il désire s'adresser (c'est le cas de le dire !).

Le bus est divisé, comme nous l'avons dit, en deux blocs de 8 bits ; les 8 lignes D101 à D108 véhiculent soit les adresses soit les données, une ligne de contrôle indiquant ce qui s'y trouve ; les autres lignes de contrôle servent à gérer les échanges de données, des remises à zéro et un certain nombre d'autres fonctions que nous ne pouvons décrire dans le cadre de cette série.

Le procédé d'échange de données adopté permet de faire dialoguer entre eux des éléments ayant des vitesses très différentes ; en effet, ce procédé est totalement asynchrone et, donc, indépendant de toute notion d'horloge. Il se déroule de la façon suivante :

– Lorsqu'un élément est prêt à recevoir des informations, il le signale en positionnant la ligne RFD (Ready For Data = prêt pour les données) à l'état haut.

– L'émetteur des informations place alors celles-ci sur les lignes de données et fait descendre la ligne DAV (Data Valid = données valides).

– Lorsque l'élément à qui ces informations étaient destinées les a prises en compte, il fait monter la ligne DAC (Data Accepted = données prises en compte).

Ce processus permet de faire dialoguer des éléments présentant des temps de réaction très différents puisque le plus lent imposera son rythme.

En plus de ce processus électrique de dialogue, un protocole existe sur ce bus, permettant l'envoi de commandes et la réception d'états particuliers lui conférant une grande souplesse. Nous n'entrerons pas dans le détail de son fonctionnement, de la littérature spécialisée sur le sujet étant très répandue.

La seule limitation de ce bus, encore que, compte tenu de sa destination initiale, cela ne puisse être une critique, est que sa longueur est limitée à quelques dizaines de mètres et que le nombre d'éléments connectés ne doit pas dépasser seize. Ces contraintes n'interviennent que rarement lorsque l'on utilise ce bus pour constituer une station de mesure programmable.

La connexion d'un bus IEEE 488 à un système à base de microprocesseur est assez simple. Nous disons assez contrairement à notre habitude car il faut distinguer deux cas, l'un très simple, l'autre plus délicat. Le cas très simple est celui où le système à base de microprocesseur ne doit être que parleur ou écouteur ; dans ce cas, des circuits spécialisés existent, tel le 68488 de la famille 6800 - 6809, par exemple. Un tel circuit gère tous les signaux de dialogue sur le bus, sait reconnaître des adresses et comprend et génère seul un certain nombre de fonctions. Ce 68488 est une sorte de PIA élaboré, il s'appelle d'ailleurs GPIA pour General Purpose Interface Adapter (adaptateur d'interface à usage général).

Lorsque le système à microprocesseur doit remplir la fonction de contrôleur, cela se complique un peu, car il n'existe, à l'heure actuelle, que trois circuits contrôleurs : le TMS 9914 de Texas, le jeu 8291/8292 d'Intel et le µPD 7210 de NEC. Chacun de ces circuits est plus ou moins adapté à une famille de microprocesseurs et, si vous voulez faire un contrôleur de bus IEEE avec un des circuits de ces familles, cela ira bien, sinon il vous faudra de la logique supplémentaire. A titre indicatif, si l'on veut utiliser le 68488 comme contrôleur avec la famille de microprocesseurs 6800-6809, il faut lui adjoindre un PIA et un peu de logique. Ce n'est pas bien méchant, mais c'est un peu dommage, d'autant que le 68488 existe depuis 1979 et que rien de mieux n'est sorti depuis pour ce faire.

En résumé

Nous sommes un peu sortis du cadre classique microprocesseur-RAM-ROM de tous les articles ou ouvrages d'initiation avec la présentation rapide de ces bus, mais nous pensons que c'est une bonne chose et surtout que c'était nécessaire ; en effet, de plus en plus, les systèmes informatiques sont amenés à communiquer soit entre eux, soit avec des équipements qui n'ont rien d'informatique (des appareils de mesure, par exemple) et il est bon de connaître les moyens qui vous sont offerts. De plus, s'il n'y a quasiment plus de difficultés à connecter entre eux un micro, de la RAM et de la ROM, ces difficultés apparaissent au niveau de ces interfaces un peu particulières et il est bon d'être informé, au moins dans les grandes lignes, de leurs principes.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui, car cet article forme un tout ; nous vous parlerons le mois prochain d'autres interfaces évoluées, tout aussi passionnantes.

C. TAVERNIER

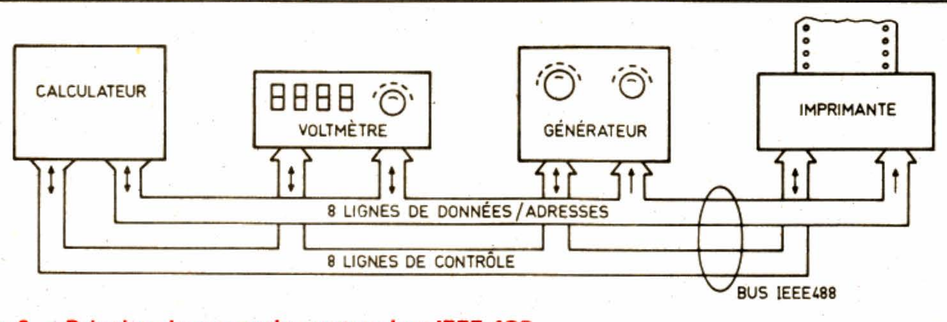


Fig. 6. – Principe de connexion sur un bus IEEE 488.



Un récepteur R.C.

A SYNTHESE DE FREQUENCE LE RX9-S/F

(2e partie et fin)

LE RX9-SF se présente sous la forme très compacte d'un parallélépipède mesurant 31 × 52 × 36 mm. Il possède exactement la même surface que le RX9 et a 10 mm d'épaisseur en plus. Réaliser un tel récepteur sous un volume aussi réduit est déjà une certaine performance. Mais le faire sans que cela soit obtenu au détriment de la facilité de montage ou de dépannage est encore plus difficile. Les réalisateurs du RX9, qui avaient apprécié la simplicité de la réalisation, vont retrouver dans le RX9-SF la même qualité.

Toutes les voies, soit sept voies normales, plus la voie de synchro, sont disponibles sur un bloc de connecteurs intégré. Ce connecteur, quoique certains puissent en dire, contribue largement à la facilité de la réalisation et à sa fiabilité dans le temps. Il faut en effet savoir que souder les petits fils n'est ni agréable ni facile et que, très vite, les multiples câbles des anciens récepteurs prenaient des allures douteuses.

Les interrupteurs de programmation sont accessibles, boîtier fermé. Les quelques photos du récepteur terminé vous permettent d'apprécier tous ces avantages.

Le RX9-SF, en ordre de marche, ne pèse que 70 g, soit 10 g seulement de plus que le RX9 ordinaire, ceci complètement terminé dans un robuste boîtier en aluminium.

I – Liste des composants

a) Le module de synthèse

1 MC 14515 1P
1 2N 4416
1 BB105

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 100 kΩ
R_2 : 10 kΩ
R_3 : 10 kΩ
R_4 : 220 kΩ
R_5 : 150 Ω
1 bloc 8 int. KTD08
1 support DIL 28 br tulipe
1 quartz 10 240 kHz HC 18/U
1 transfo T_1 à commander à l'auteur
1 bobine L_3 10 μH subm. Delevan
1 circuit imprimé spécial (e = 8/10)

Condensateurs

C_1 : 1 nF cér/5
C_2 : 1 nF cér/5
C_3 : 10 nF cér/5
C_4 : 4,7 μF t/10 V
C_5 : 0,33 μF t/35 V
C_6 : 82 pF cér/5
C_7 : 1 nF cér/5
C_8 : 0,1 μF cér/5 bleu
C_9 : selon quartz
C_{10} : selon quartz
$C_{10'}$: selon ajustage

CORRECTIF. Dans la figure 4, de la première partie :
- C_{23} passe de 22 à 4,7 μF.
- C_{32} de 47 nF est ajouté en parallèle sur C_{23}.



Photo A. – Comparaison entre le RX9 et le RX9-SF. En fait, bien peu de différence de dimensions !

b) Le module récepteur

1 MC3 357 P
1 SO 42 E
1 BF 200

Résistances 1/4 W 5 %

R_6 : 470 Ω
R_7 : 27 kΩ
R_8 : 8,2 kΩ
R_9 : 47 Ω
R_{10} : 150 kΩ
R_{11} : 47 kΩ
R_{12} : 2,2 kΩ
R_{13} : 2,2 kΩ
R_{15} : 47 kΩ

Condensateurs

C_{11} : 15 pF (72) 22 pF (41) cér./5
C_{12} : 0,1 μF cér./5/bleu
C_{13} : 0,1 μF cér./5/bleu
C_{14} : 12 pF (72) 27 pF (41) cér./5
C_{15} : 0,1 μF cér./5/bleu
C_{16} : 4,7 μF t/16
C_{17} : 12 pF cér./2,5
C_{18} : 27 pF (72) 47 pF (41) cér./5
C_{19} : 12 pF cér./2,5
C_{20} : 1,5 pF (72) 1 pF (41) cér./5
C_{21} : 10 nF cér./2,5
C_{22} : 100 pF cér./5
C_{23} : 4,7 μF t/16 (correctif)
C_{24} : 1 μF t/16
C_{25} : 12 pF cér./2,5
C_{26} : 1 μF t/16
C_{27} : 47 nF cér./5/bleu
C_{28} : 0,1 μF cér./5/bleu
C_{29} : 270 pF styr/subm. ou cér./NPO
C_{32} : 47 nF CHIP (correctif)
C_{33} : 220 pF CHIP
C_{34} : 220 pF CHIP
L_1 : à commander à l'auteur
L_2 : à commander à l'auteur
T_5 : à commander à l'auteur
T_2 : 85 AC 3001 PPF de Toko
T_3 : 85 AC 3001 PPF de Toko
T_4 : LMC 4100 A jaune de Toko
1 filtre céramique Murata CFW 455 HT
2 douilles pour quartz
1 quartz 60 665 kHz type SM816 Matel (en 72)
ou quartz 29 665 kHz, type SM 815 Matel (en 41)
L_{Oz} : 0,47 μH (72) 1 μH (41) Subm. Delevan
1 circuit imprimé spécial (e = 8/10)

c) Le module décodage alimentation

1 4015
1 AC 187
1 BC549 C
1 TL43 1C

Résistances 1/4 W 5 %

R_{16} : 100 kΩ
R_{17} : 10 kΩ
R_{18} : 47 kΩ
R_{19} : 100 Ω
R_{20} : 820 Ω
R_{21} : 1,2 kΩ

Condensateurs

C_{30} : 0,1 μF MKH/7,5 à choisir, tel que h ⩽ 6 mm
C_{31} : 0,1 μF cér./5/bleu
1 bloc de connecteurs SLM 9 voies à réduire à 8 voies
1 circuit imprimé spécial (e = 8/10)

Divers

1 boîtier spécial
4 vis à métaux 1,5 mm, tête fraisée L = 10 mm
1 vis à métaux 1,5 mm, tête fraisée L = 3 mm
5 écrous de 1,5 mm
1 lamelle laiton (pile)
1 m de fil souple pour antenne

II – Boîtier

La mise en place correcte des trois modules suppose la disposition d'un boîtier « étudié pour » et soigneusement réalisé. Nous vous donnons ci-dessous toutes indications nécessaires pour obtenir facilement un bon résultat. Cet article s'adressant à des modélistes, nous n'avons pas d'inquiétude quant à la qualité du travail. Nous vous conseillons de suivre point par point le processus décrit.

Le boîtier a une structure classique, comprenant un fond qui reçoit les modules de synthèse et de réception et un couvercle recevant le décodeur. La particularité consiste à prévoir dans le fond les encoches de maintien à bon écartement des deux premiers modules cités.

1. Le fond

A fabriquer en alu de 10/10.

Signalons tout d'abord qu'il est très commode de couper tous les bords droits à l'aide d'un cutter plutôt qu'à la cisaille. L'opération est plus rapide et donne des bords parfaitement rectilignes, ce que ne fait pas la cisaille. Il suffit de marquer la surface de l'alu au cutter en se servant d'un réglet métallique guide. Passer plusieurs fois avec la lame, puis plier sur un rebord droit ou en serrant dans l'étau. Les morceaux se détachent alors sans peine. Adoucir la tranche de la partie utile au papier de verre ou autre abrasif.

Préparer ainsi une bande d'alu de 30 mm et de quelque 15 cm de longueur (voir fig. 6). Tracer à l'équerre les deux traits de pliage distants de 50 mm ainsi que la fenêtre à découper et l'emplacement du trou de réglage de T_1.

A l'aide d'une scie Abrafil introduite en perçant un trou de 2 mm, découper les côtés ab, bc, et cd du rectangle abcd. Ne pas découper le dernier côté ad, mais seulement le marquer fortement au cutter pour détachement ultérieur. Plier les deux parties de 50 mm environ en serrant la partie centrale à l'aide de cales de bois dur. Il est très utile de fabriquer pour cela une cale à faces bien parallèles et distantes de 50 mm exactement. Fabriquer en même temps la contrecale de serrage. On conservera ces cales pour une fabrication ultérieure. Les deux parties doivent être rabattues nettement avec pli serré, pratiquement sans arrondi.

Poser maintenant le fond sur le marbre de traçage et, au trusquin de mécanicien, tracer les posi-

tions des deux encoches et celle de l'extrémité du rebord. Si vous ne disposez ni de marbre ni de trusquin, faites de même avec les moyens du bord ! Il s'agit de reporter 10, 14 et 36 mm à compter à partir du plan extérieur de fond (voir fig. 7).

Couper les deux rabats sur la ligne des 36 mm. Cela peut se faire au cutter. Poncer la découpe et arrondir les angles.

Avec une scie fine, faisant moins de 8/10 d'épaisseur, faire les huit encoches de 5 mm de profondeur. Bien positionner les fentes vers l'avant des lignes tracées et non côté fond (voir fig. 7). Finir les fentes à la lime à ongles métallique en s'aidant d'une chute d'époxy 8/10, comme on en utilisera pour faire les CI, jusqu'à obtenir un encastrement à frottement doux. Faire ce travail avec soin, car la qualité mécanique du récepteur en dépendra.

Détacher le rectangle abcd et finir la découpe à la lime douce.

Percer le trou de 4 mm et celui de 3 mm du fil d'antenne.

2. Le couvercle

A fabriquer en alu de 8/10.

Préparer la pièce d'alu selon la figure 8. Plier les rebords de 4 mm en utilisant une cale de bois dur

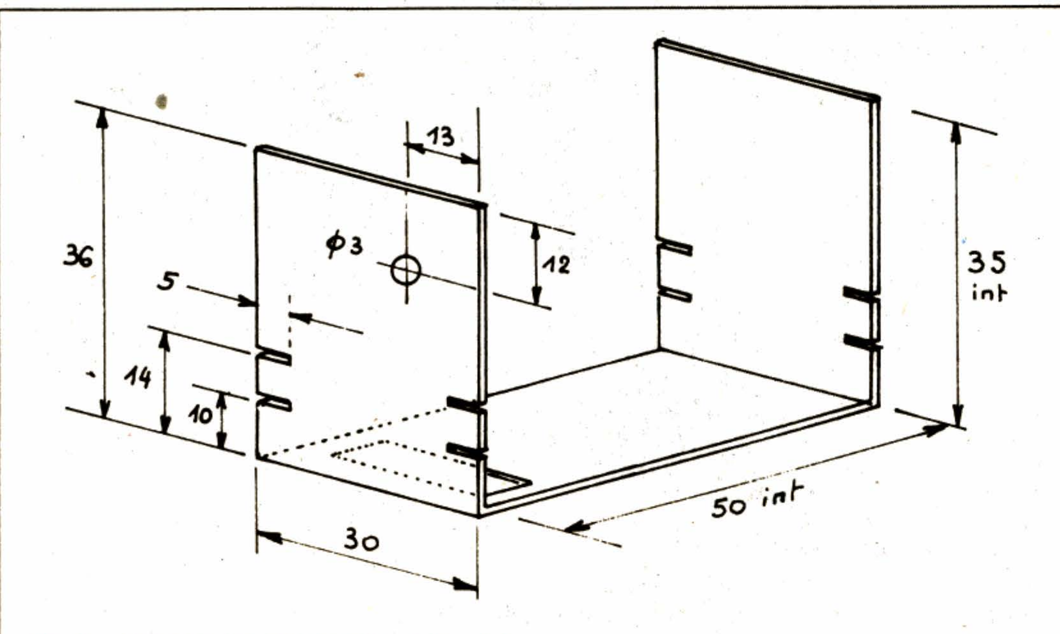


Fig. 7. – Traçage des fontes et fond terminé.

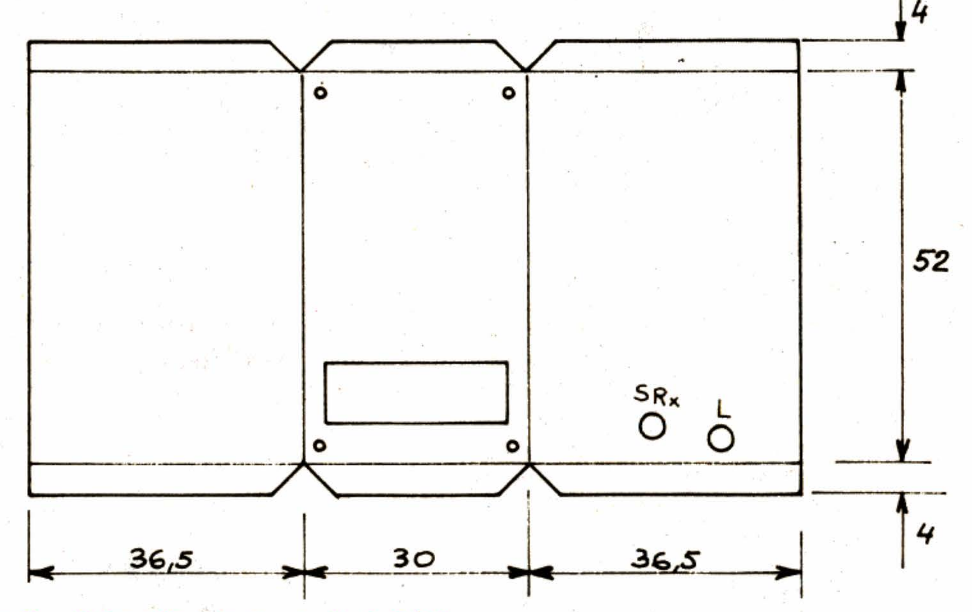


Fig. 8. – Préparation du couvercle alu 8/10.

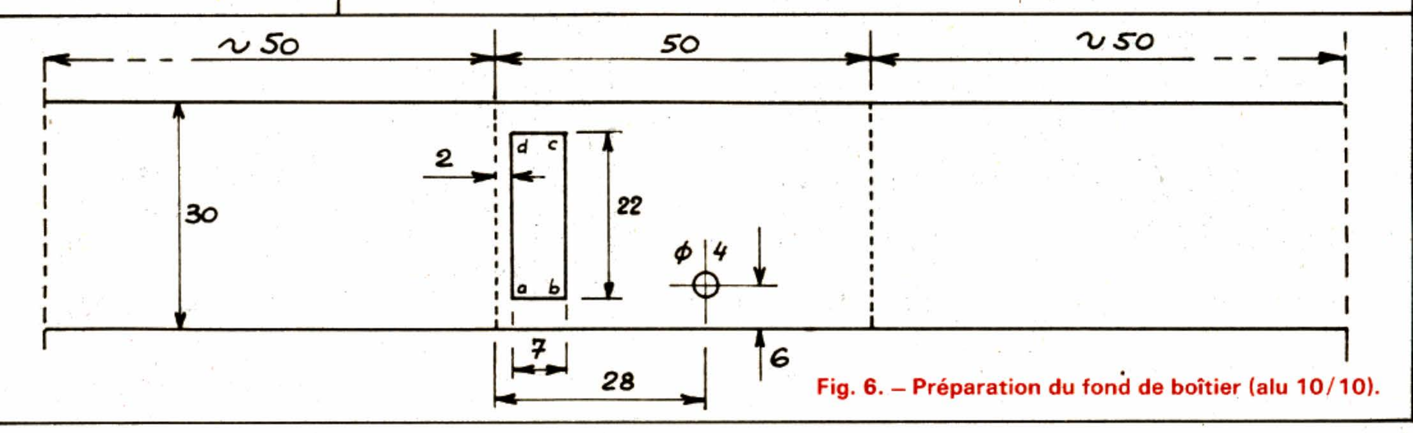


Fig. 6. – Préparation du fond de boîtier (alu 10/10).

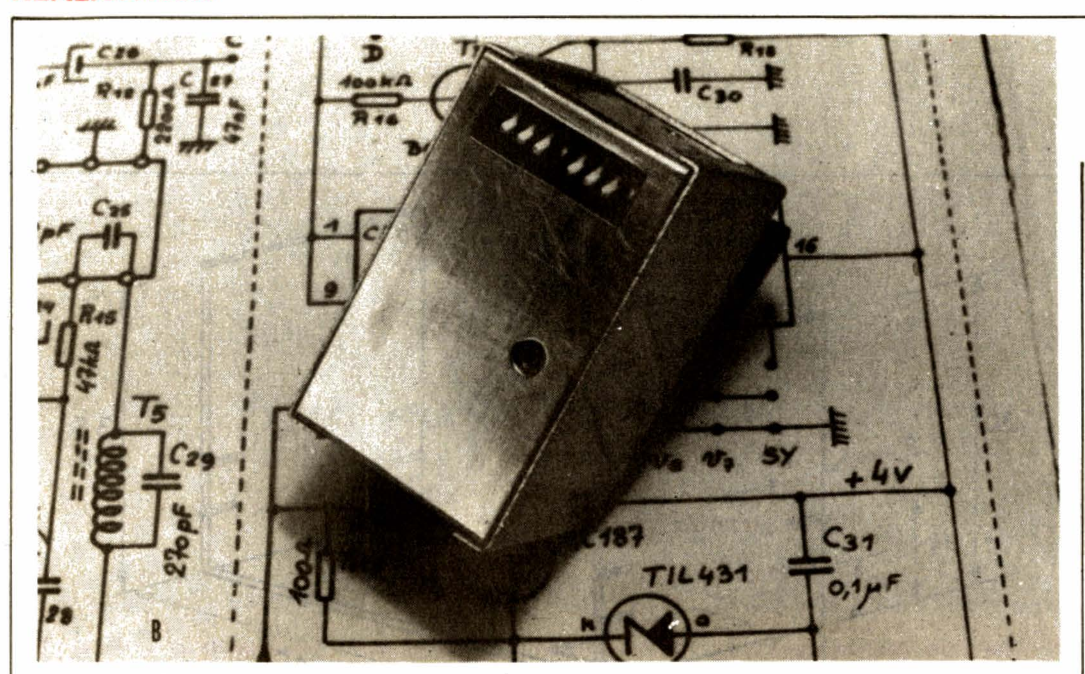


Photo B. – Les interrupteurs de programmation de la fréquence sont accessibles très facilement à l'arrière du boîtier.

faisant exactement 52 mm de large. Rabattre les deux côtés soit sur une cale de bois mesurant 30 × 52 × 40 mm, soit simplement en se servant du fond en guise de cale.

La découpe de la fenêtre du bloc de connecteurs peut se faire soit tout au début avant pliage (et dans ce cas, il faut suivre la méthode exposée pour la fenêtre de fond, avec découpe de trois côtés à la scie Abrafil et du quatrième au cutter), soit pliage effectué (dans ce cas, la découpe est faite entièrement à l'Abrafil). Mais dans tous les cas, le tracé exact nécessite la possession du circuit imprimé de décodeur percé.

Poser ce CI sur la partie centrale, dans le bon sens et bien cadré. Pointer les quatre trous d'angles de fixation et les quatre trous d'angles des picots du bloc connecteurs. Se servir de ces derniers trous pour tracer exactement le contour du bloc. Découper alors, comme indiqué plus haut. Fignoler à la lime.

Les deux parties du boîtier terminées, vérifier que celui-ci s'assemble sans problème. Lorsque les CI seront disponibles et avant de les équiper de leurs composants, les présenter dans le boîtier. Un problème d'ajustage devra être fait très soigneusement. Tout d'abord pour que chaque CI prenne bien sa place dans les fentes préparées à cet effet, sans jeu ni serrage excessif. Ensuite pour que les tenons des CI ne saillent pas à l'extérieur, ce qui interdirait la mise en place du couvercle. Tout cela s'obtient à la lime douce et surtout avec quelque patience !

III – Les circuits imprimés

Contrairement à notre habitude, nous avons opté pour l'époxy de 8/10, afin de gagner en poids et en épaisseur. Les dimensions du boîtier tiennent compte de cette donnée. Dans le cas où vous voudriez, pour des raisons qui vous sont propres, utiliser du 15/10, il faudrait revoir légèrement la question de ce boîtier. Les figures 9 à 12 donnent les films des trois CI. On notera que, seul, le CI du module récepteur est en époxy double face cuivrée. Cela pour avoir le plan de masse, gage de bon fonctionnement des circuits HF.

Il est évident que la finesse de certaines pistes impose la méthode photo ou à la rigueur la méthode de gravure directe avec symboles résistant au perchlorure. Remarquons cependant que c'est alors dommage de passer beaucoup de temps pour reporter ces symboles sur l'époxy en sachant que cela ne peut servir qu'une fois. Il est finalement plus efficace d'investir un peu et de passer à la vraie méthode photo. Bien sûr, pour les réalisateurs pressés ou n'aimant pas du tout ce genre de travail, la maison Selectronic fournira les trois CI prêts à l'emploi, comme d'ailleurs tous les composants nécessaires à la réalisation de ce montage.

La gravure effectuée,

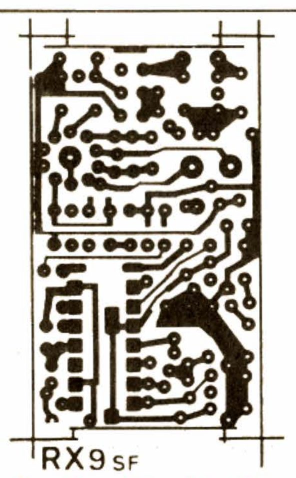


Fig. 9. – C.I. récepteur verso.

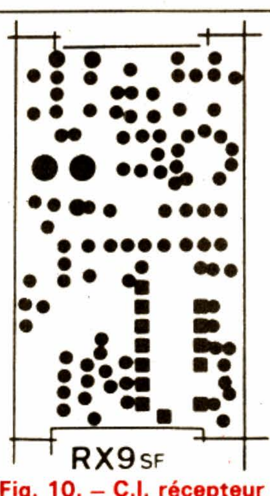


Fig. 10. – C.I. récepteur recto (négatif).

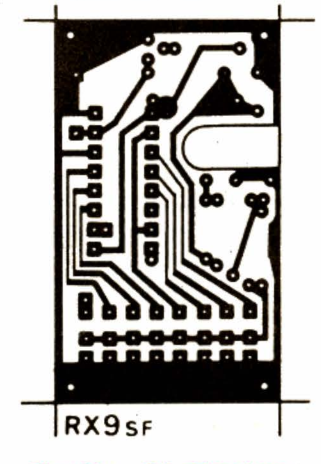


Fig. 11. – C.I. décodeur.

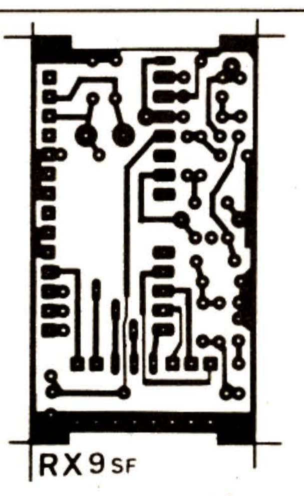


Fig. 12. – C.I. synthèse.

procéder au perçage des trous : 8/10 en général, avec quelques trous à agrandir, mais vous découvrirez cela simplement en essayant de poser les composants !

Si vous fabriquez vous-mêmes les CI, surtout ne négligez pas leur étamage. Tout particulièrement pour le plan de masse.

Bien sûr, l'opération « mise aux dimensions » des platines doit se faire avec un soin tout particulier, comme déjà suggéré dans le paragraphe précédent. La largeur des plaquettes doit être de 30 mm, leur longueur, entre les tenons, de 50 mm. Les tenons doivent avoir 5 mm de large et 1 mm de long. Tout cela respecté au 1/4 mm près et boîtier en main !

La plaquette du récepteur étant terminée, on réglera tout de suite le petit problème de sa mise à la masse boîtier (voir fig. 13). Utiliser pour cela la lamelle de laiton à souder au bord du plan de masse. Un écrou de 1,5 mm soudé sur cette lamelle recevra la vis de masse. Placer la platine récepteur ainsi équipée dans le boîtier, pointer le trou à percer dans le fond. Déposer le récepteur. Percer le trou et le fraiser à l'extérieur. Vérifier que tout se repose et se fixe convenablement.

La plaquette du décodeur se fixe dans le couvercle sur entretoises. Ces quatre entretoises, taillées dans du tube d'alu de 2 mm int., font 6,2 mm de longueur. Les écrous de 1,5 mm doivent être soudés sur le CI décodeur. Fraiser les trous à l'extérieur du couvercle. Fixer le décodeur et vérifier que, équipé de ses trois CI, le boîtier se referme parfaitement.

Si tout va bien, le plus dur est fait. Il n'y a plus que quelques composants à poser !

IV – Montage électrique

Nous allons suivre un ordre de montage permettant une mise en service progressive. Cela implique de commencer par le décodeur, qui comprend l'alimentation régulée, nécessaire pour les autres modules.

1. Décodeur

Se reporter à la figure 14 et photo E.

Poser le bloc des connecteurs. Si vous avez la chance de disposer d'un nouveau modèle à trous carrés, vous constaterez

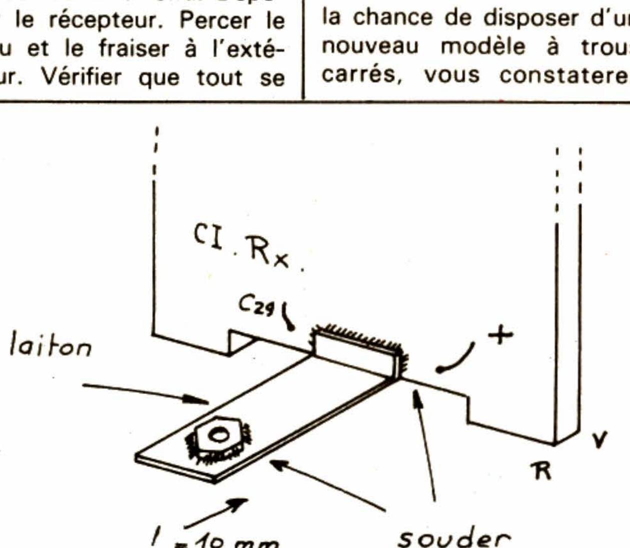
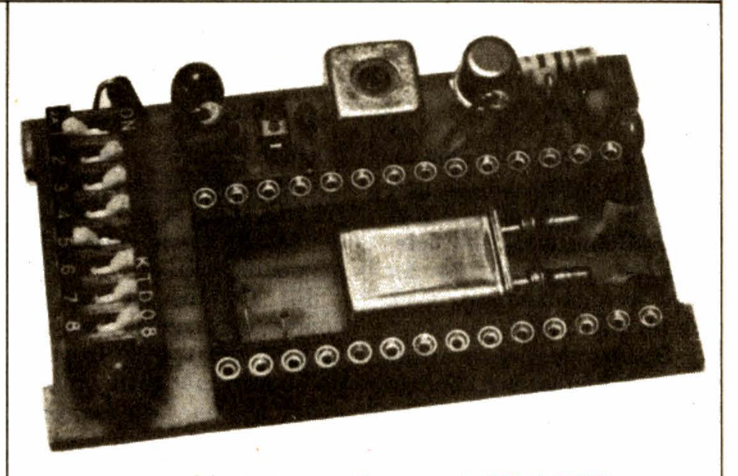
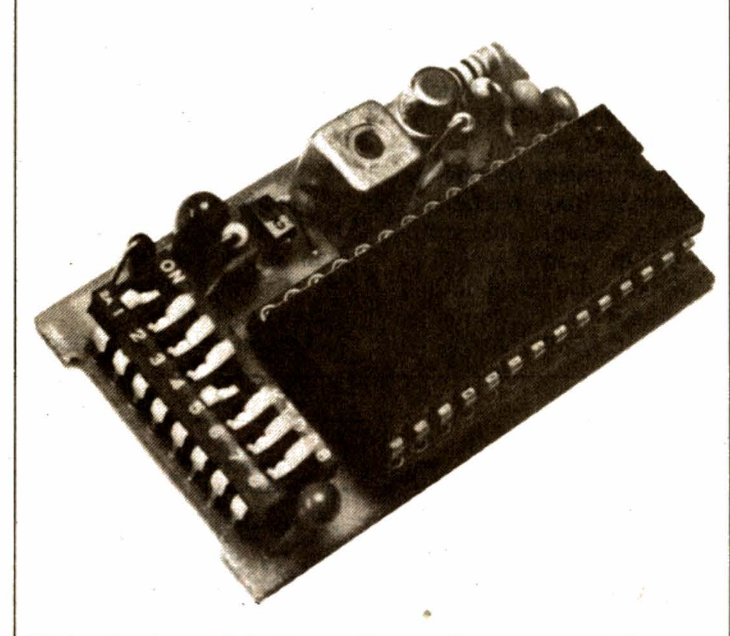
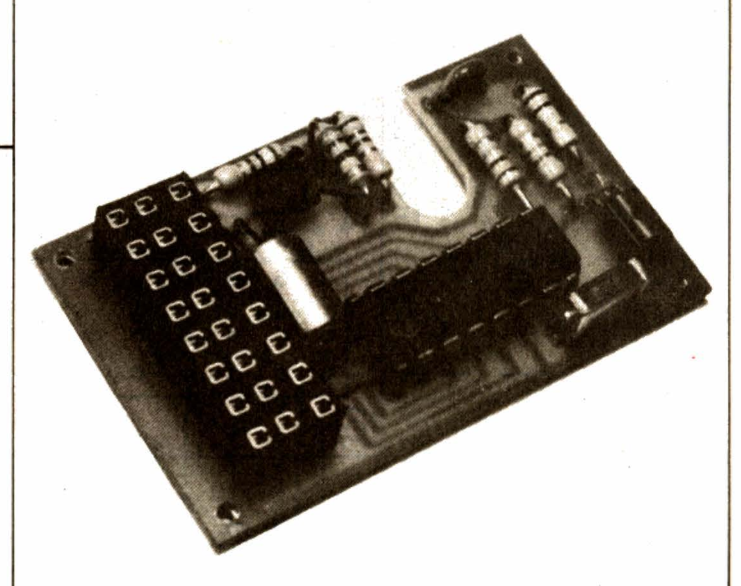


Fig. 13. – Mise à la masse du C.I. récepteur.


Photo C. – Le module de synthèse sans le MC 145151.


Photo D. – Le module de synthèse entièrement terminé.


Photo E. – Le décodeur. Attention au sens de la TL 431 et à celui du transistor BC 549.

que les picots sont des lamelles souples, ce qui permet de les rabattre à plat et d'obtenir ainsi une fiabilité bien meilleure. Souder très soigneusement avec un fer bien chaud.

Souder les résistances R_{16} à R_{19} à plat sur l'époxy. Souder à plat aussi le BC549, son **méplat contre la plaquette.**

Souder la TL431C, mais cette fois **avec l'arrondi côté plaquette.**

Monter les résistances R_{20} et R_{21} juste assez surélevées pour ne pas toucher les fils de la TL431C.

Placer C_{30} et C_{31}, le premier ne devant pas dépasser la hauteur critique de 6 mm. Souder les straps + 4 V et v_8 en fil isolé.

Préparer le strap du dessous du 4015. Monter ce circuit C.MOS. Vérifier la position du strap et souder.

Terminer par la pose du AC187, bien à plat, entre le 4015 et le bloc de connecteurs.

NB. Comme dit pour le connecteur, nous conseillons de rabattre les pattes de composants à plat, avant soudure, de manière à avoir des liaisons parfaites, solides et de hauteur minimale.

Nettoyer à l'acétone après le léger coup de lime de rigueur, peu nécessaire si vous avez suivi le précédent conseil.

Mise en service

Procéder à la vérification du travail.

Souder une résistance de 330 Ω entre + 4 V stab. et masse, pour simuler la consommation des autres modules.

Amener le 4,8 V batterie sur le bloc de connecteurs.

Mesurer la tension stabilisée et vérifier qu'elle est légèrement supérieure à 4 V. Dans l'idéal, trouver entre 4,05 et 4,07 V (pour les heureux possesseurs d'un voltmètre numérique). Notons que si le résultat s'écartait de cette valeur pour des raisons de dispersion des composants, on pourrait l'y ramener en jouant sur la valeur exacte de la résistance R_{21}. Il faudrait alors prendre, dans la série 1 %, les valeurs voisines de 1 200 Ω, soit 1 150, 1 180, 1 210 ou 1 240 Ω. La tension de sortie augmente quand R_{21} diminue. A noter que nous n'avons pas eu besoin de ces subterfuges pour avoir un bon résultat.

Il est tout de même important de ne pas trop descendre en dessous de 4 V, car les platines seraient sous-voltées et les composants actifs plus près de leur limite inférieure. Pour vous rassurer, nous pouvons vous indiquer que le proto fonctionne parfaitement, la tension stabilisée descendant à 3,40 V !

Il est bon, si vous disposez d'une alimentation à tension variable, de vérifier les performances du régulateur, ne serait-ce que pour être sûr que l'auteur ne vous a pas raconté d'histoires ! Vous verrez alors que les 4 V stabilisés tiennent parfaitement lorsque la tension incidente varie de 5,4 V à 4,5 V. Profitez-en pour vérifier la consommation en charge : vous devez trouver 12 mA à 5,4 V, 9 mA à 5 V et 4 mA à 4,5 V.

Le décodeur proprement dit ne peut pas se contrôler maintenant.

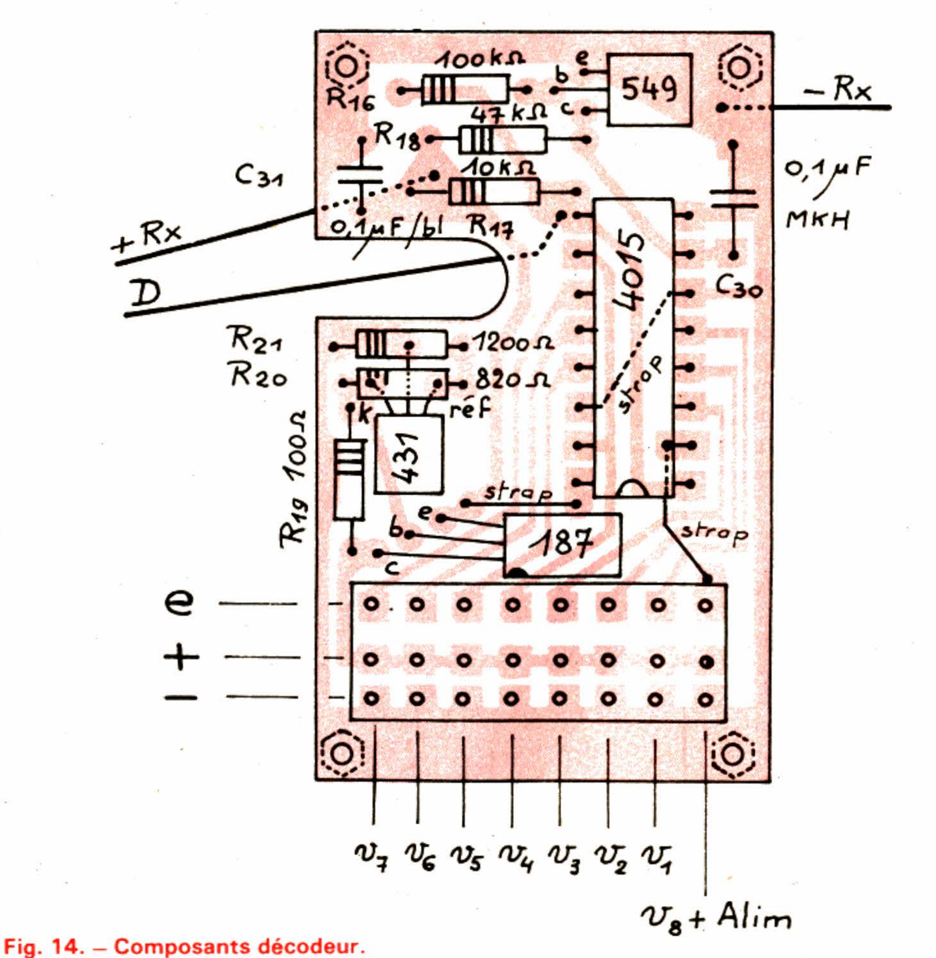


Fig. 14. – Composants décodeur.

2. Module de synthèse

Se reporter à la figure 15, photos C et D.

Commencer par la pose des trois straps, puis passer à celle du support DIL tulipe. Celui-ci doit être amputé de la traverse médiane et de la traverse inférieure (sens de la figure). Il faut également couper les tiges fines des picots 8 et 9 qui ne traversent pas le CI. Poser le support, bien l'enfoncer et souder.

A l'intérieur de ce support, placer les condensateurs C_9 et C_{10} en les inclinant à 45° pour gagner en hauteur. Les valeurs de ces condensateurs dépendent du quartz utilisé. Avec le modèle KVG du proto, nous avons respectivement 22 et 10 pF. Mais avec un quartz 30 pF, plus courant, il faudra probablement 82 pF en C_9 et 15 pF en C_{10}. De toute façon, ces valeurs n'empêchent pas le quartz d'osciller mais déca-

lent simplement un peu sa fréquence. Cela est d'ailleurs bien utile pour le réglage exact, qui se fait en jouant sur la valeur de C_{10} qui peut être augmentée par la mise en place de C_{10} en parallèle et du côté cuivre du CI.

Si vous avez un quartz en boîtier HC18/U, c'est-à-dire à fils, le souder simplement à plat dans le support. Il ne sera pas mauvais de l'immobiliser avec un point d'araldite. Pour le proto, nous avons dû utiliser des cosses (Q_z de modèle HC25/U) reliées au CI par fils rigides (voir photo C).

Avant de poser T_1, fraiser les trous de picots, côté composants, pour que les mini-soudures de fils ne s'opposent pas à l'enfoncement maximum du mandrin. Celui-ci en place et soudé, préparer le blindage comme on le voit en figure 16. Il s'agit encore de gagner en hauteur. Il faut non seulement supprimer les renforts de pattes de masse mais aussi les quatre arrêts de base. Pour cela, les écraser d'abord à la pince plate, puis les supprimer complètement à l'intérieur avec une lime douce. Ce travail terminé, le blindage doit se placer sur le mandrin et venir s'appuyer lui-même contre l'époxy, donnant une hauteur maximale de 9 mm. On constatera que le haut du mandrin saille au-dessus du blindage. L'araser avec un cutter. Le noyau fourni est en fait un demi-noyau, toujours pour réduire la hauteur et éviter un dépassement hors boîtier. Le réglage obtenu est parfaitement suffisant.

Poser maintenant tous les composants passifs sans jamais dépasser les 9 mm de hauteur limite. R_3 doit être plaquée contre l'époxy.

Terminer par la pose du 2N4416, de la BB105 et du bloc d'interrupteurs. Pour ce dernier, respecter le sens : « ON » vers le bas et « 8 » à gauche. Enfoncer le bloc, le moins possible, tout en obtenant des soudures solides.

Mise en service

Vérifier minutieusement. Poncer les soudures à la lime douce. Brosser et nettoyer à l'acétone. Souder les fils + et − 4 V. Relier au module décodeur, résistance de 330 Ω provisoire enlevée, bien sûr.

Mettre le MC145151 en place, dans le bon sens.

Programmer un canal du milieu de la bande envisagée. Soit le 50ᵉ en 72 MHz avec affichage de
10110010,
ou le 20ᵉ en 41 MHz,
avec 10010100.

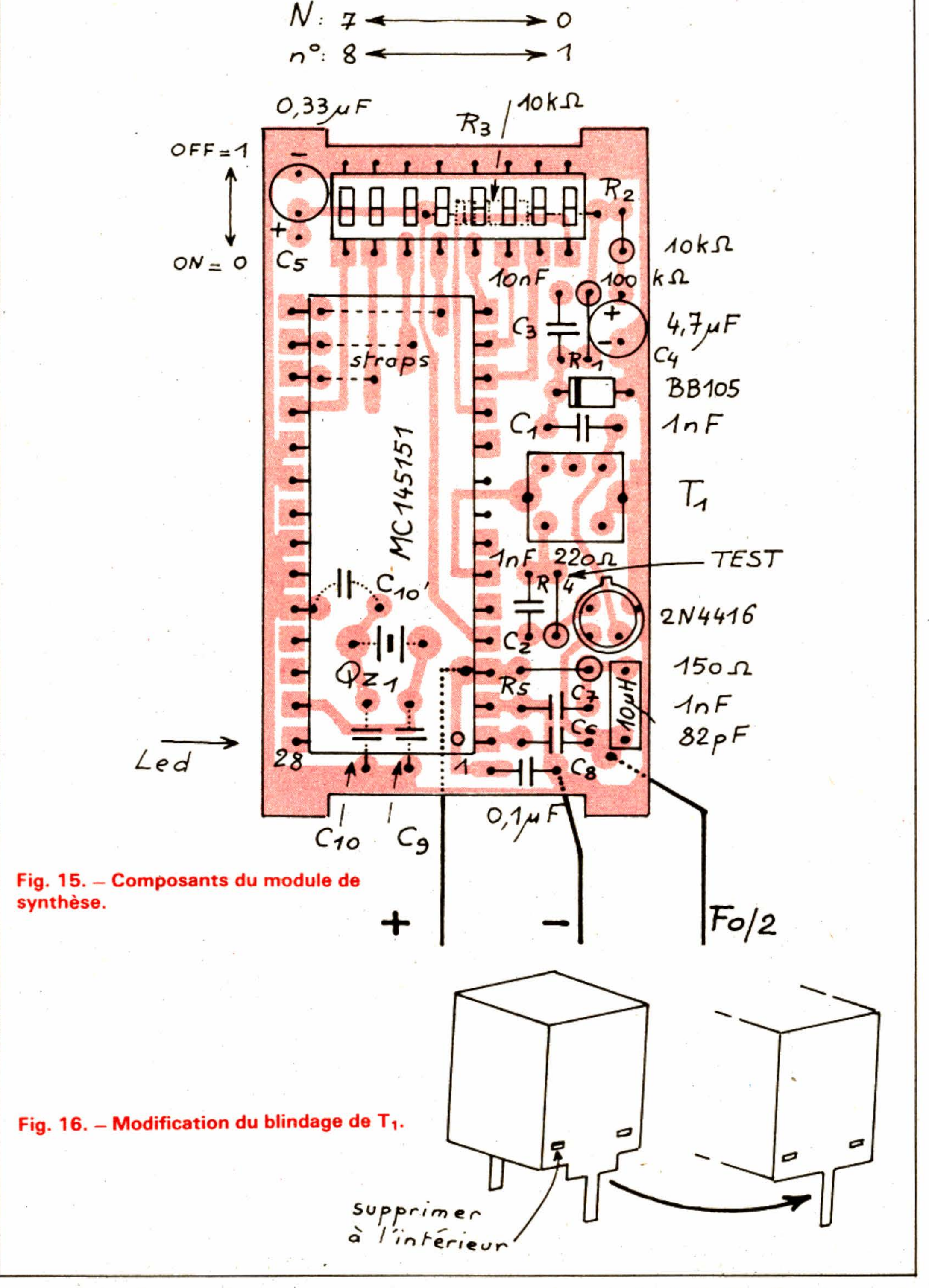


Fig. 15. – Composants du module de synthèse.

Fig. 16. – Modification du blindage de T_1.

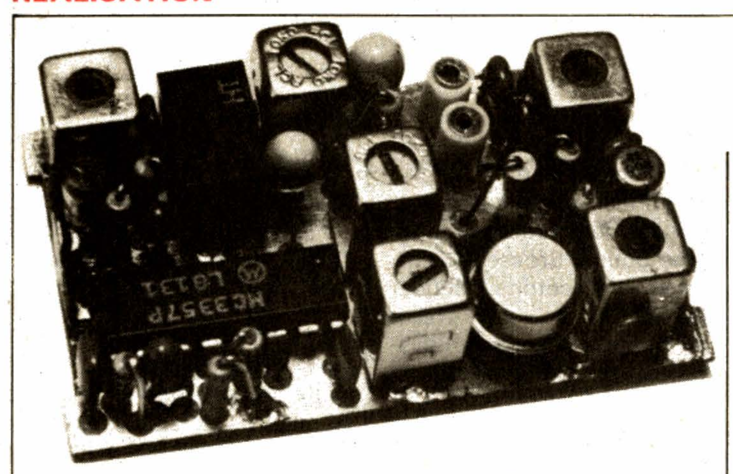


Photo F. – Le récepteur.

Mettre sous tension en connectant l'oscilloscope entre le picot 28 (LED) et masse. Obtenir le verrouillage en réglant T_1. Les impulsions négatives observées sont alors très fines, à peine visibles.

Connecter le fréquencemètre, entrée à haute impédance (TFX3) entre le point TEST et masse. Lire la fréquence obtenue. Avec les programmations suggérées ci-dessus on doit lire respectivement
11 130 kHz
ou 10 980 kHz.

Il faut évidemment que l'horloge 10 240 kHz soit bien calée pour lire exactement ces valeurs. On y parviendra en jouant sur la valeur de C_{10}. Le plus simple consiste évidemment à avoir la bonne fréquence avec C_{10} simplement. Si ce n'est pas possible, en choisissant une valeur commerciale de C_{10} juste inférieure à la valeur nécessaire, faire l'appoint avec C_{10} en parallèle, cette capacité étant soudée bien à plat, côté cuivre. Notons qu'il suffit de se trouver à moins de 1 kHz de la valeur idéale pour un fonctionnement sans histoire.

On vérifiera pour terminer que lé verrouillage reste excellent dans toute la gamme de fréquence de la bande choisie, ceci avec le même réglage de T_1, évidemment. Au besoin, fignoler la position du noyau pour le meilleur compromis. Rappelons que la bande 72 MHz est plus difficile puisque couvrant 500 kHz.

La consommation du module de synthèse est inférieure à 8 mA.

3. Module récepteur

Se reporter à la figure 17, photo F.

S'agissant d'un circuit à plan de masse, certaines dispositions doivent être respectées. Sur la figure 18, les croix (x) indiquent une soudure au **recto,** donc sur le plan de masse. Les mêmes points peuvent être éventuellement à souder au **verso** de manière à réaliser certains renvois de masse.

Commencer par la mise en place des six bobines blindées.

Pour L_1 et L_2, couper la patte de masse inférieure (sens de la figure). Rabattre l'autre sur le plan de masse et l'y souder.

Attention au sens des transfos T_2 et T_3, difficiles à orienter sans recourir à l'ohmmètre. Se reporter à la figure 18, donnant le brochage de ces pièces. Les pattes de masse sont à couper. Les boîtiers sont soudés au plan de masse par un point à droite pour T_2 et à gauche pour T_3. Un léger coup de lime préalable au bas des boîtiers peut faciliter ces soudures qui

Fig. 17. – Composants récepteur.

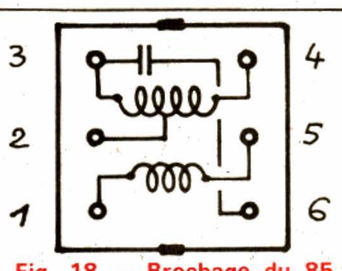


Fig. 18. – Brochage du 85 AC 3001 PPF (vue de dessous).

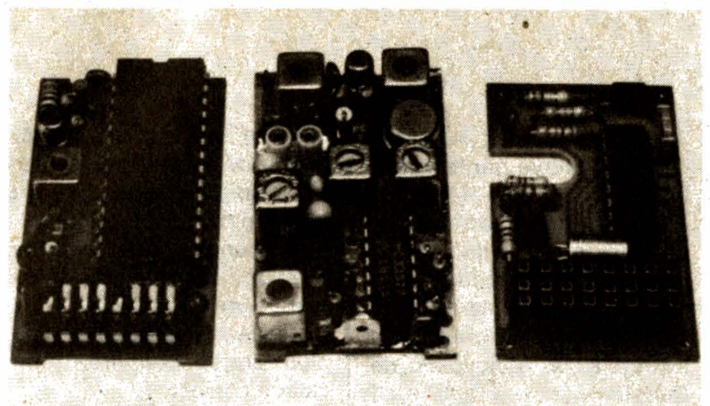
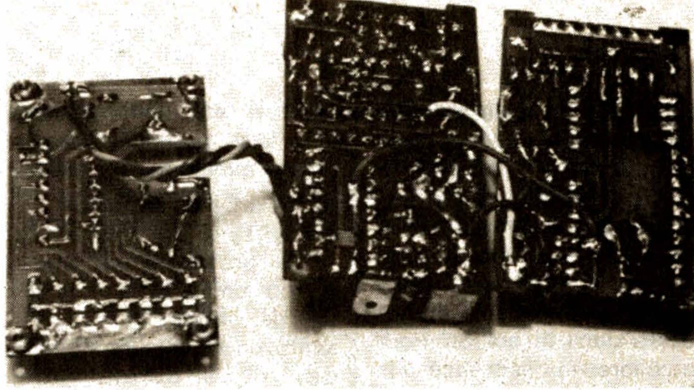



Photo G. – Les trois modules du RX9-SF.


Photo H. – Bien observer la manière d'interconnecter les trois modules.

doivent rester discrètes mais de bonne qualité. Se servir d'un fer bien chaud.

Les pattes de masse de T_4 sont conservées. Pas de soudure recto. Rabattre et souder au verso. De même pour T_5.

Souder maintenant tous les composants ayant une patte au plan de masse, soit en faisant le tour de la plaquette : le BF200, C_{15}, C_{12}, C_{16}, C_{28}, C_{27}, R_{11} et C_{13} ; souder le renvoi de masse du SO42E, enfin celui situé entre Q_z et R_9. Mettre en place ce circuit intégré après avoir coupé l'ergot de positionnement qui risque de toucher T_2. On doit avoir 1/2 mm de jeu de part et d'autre du SO42E. Terminer maintenant la pose de tous les autres composants, ce qui ne présente pas de difficulté. Nous recommandons encore le rabat des fils de composants avant soudure, à l'exception impérative des picots de bobines blindées.

Notons que le fil + 4 V de C_{29} doit être garni d'un petit souplisso isolant.

Le quartz peut se souder directement puisqu'il n'a pas à être changé. Nous avons cependant préféré le monter sur cosses spéciales, d'autant que le CI du décodeur est découpé en conséquence.

On aura remarqué que la pastille au point chaud de C_{27} est coupée en deux, cela pour éviter le risque d'un contact intempestif de ce point avec l'alu du fond de boîtier. Le fil de C_{27} sera rabattu en direction de R_{12} et soudé à plat sur la piste.

Tous les composants étant posés, passer à l'opération nettoyage : lime, brossage et acétone. Il reste alors à placer les trois condensateurs chips (voir fig. 17). Les deux 220 pF permettent un décalage du réglage de T_2 et T_3 vers les 11 MHz. Le 47 nF assure un découplage HF de la ligne + 4 V. Pour souder ces chips : les placer, un très léger point de soudure d'un côté pour immobilisation. Souder l'autre côté puis revenir au premier. Aller vite avec peu de soudure !

Mise en service

Toujours commencer par la vérification !

Relier au module décodeur par un cordon trois fils torsadés de 75 mm de long. Ce cordon est définitif. Il arrive côté cuivre du décodeur et côté composants du récepteur. Par contre, la liaison récepteur-synthèse est provisoire : prévoir trois fils séparés de 75 mm également.

On peut se contenter d'un fil d'antenne provisoire de quelque 25 cm.

Programmer un canal de réception correspondant évidemment à celui programmé sur la platine HF6-SF de l'émetteur. Ce dernier sans antenne mais avec ampoule 12 V/0,1 A. Connecter l'oscillo entre C et masse.

Mettre sous tension le récepteur seul. On doit voir apparaître le souffle du démodulateur FM. Au besoin le régler au maximum d'amplitude par T_5.

Mettre maintenant l'émetteur sous tension. Le signal apparaît. Rechercher l'amplitude maximum par T_5. Si le swing de l'émetteur est correct, vous devez obtenir 1 Vcc, avec impulsions positives.

Passer l'oscillo entre B et masse. Augmenter le gain si nécessaire pour observer le signal 455 kHz. Obtenir le maximum par les réglages successifs de L_1, L_2, T_2, T_3 et T_4.

4. Montage final

Si tous les réglages réagissent bien, on peut envisager la mise en place définitive des modules dans le boîtier.

On aura tout d'abord à

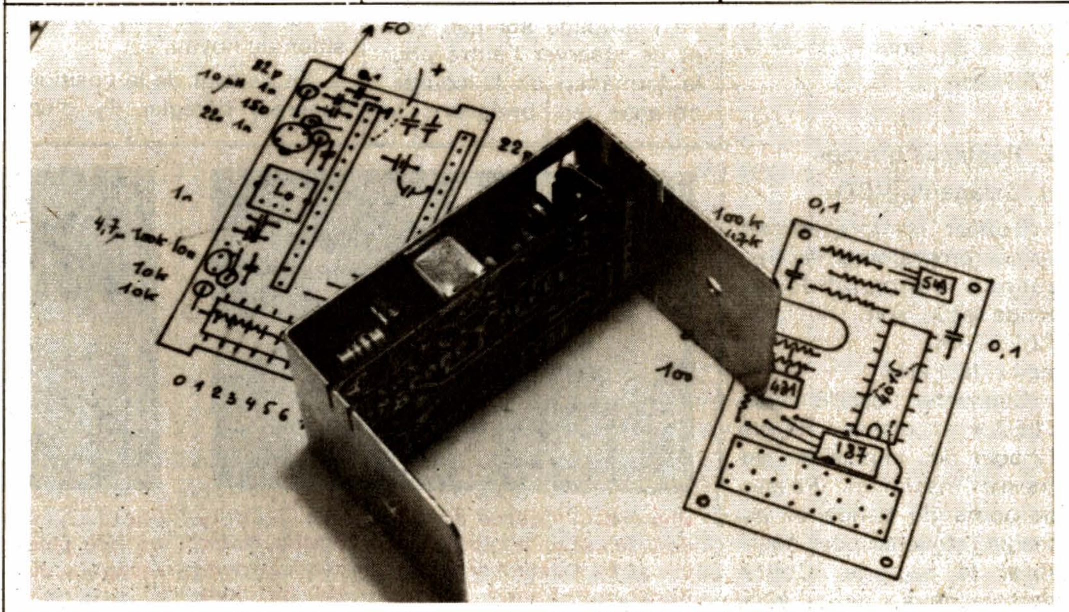


Photo I. – Mise en place du module de synthèse dans le fond du boîtier.

raccourcir la liaison entre les modules de réception et de synthèse. Observer la photo H, et faire de même.

Souder le fil d'antenne définitif de 1 mètre de long. Noter la différence 72/41 MHz. Installer les modules dans le boîtier. Pour améliorer la résistance aux chocs, nous recommandons de placer entre fond de boîtier et module de synthèse d'une part, et entre récepteur et module de synthèse d'autre part, des cales de caoutchouc dur maintenant l'écartement et évitant l'arrachement des tenons en cas de crash.

Dans le fond du couvercle, il faut placer aussi une épaisseur de mousse plastique servant à la fois d'isolement et de blocage des composants.

Coller à l'intérieur des côtés de couvercle une bande de scotch prévenant des contacts fâcheux entre composants du récepteur et tôle d'alu.

A noter que nous avons percé un trou de 4 mm dans le couvercle, juste en face du picot « LED » du module de synthèse. Cela permet de prélever le signal en question boîtier fermé. On peut faire de même en face de R_{12} pour prélever le signal S_{Rx}.

5. Réglages ultimes

a) Calage du VCO

Boîtier complètement fermé, programmer la fréquence centrale de la bande reçue, soit
72 250 kHz
ou 41 100 kHz.

Connecter l'oscillo entre « LED » et masse. Régler T_1 pour des impulsions de finesse maximum. Passer en bouts de bande et au besoin retoucher pour équilibrer le réglage. Coller alors le noyau de T_1 à la cire ou à la cellulosique. Il faut en effet l'immobiliser au mieux, pour une microphonie minimum.

b) Courbe de réponse de T_2/T_3

Le problème se pose surtout en 72 MHz où le filtre de bande T_2/T_3 présente un léger surcouplage destiné à donner une courbe de réponse à deux bosses, comme on le voit en photo K. Un vobulateur est malheureusement nécessaire pour avoir un réglage parfait. Nous utilisons personnellement le WX601B de Metrix, appareil très courant dans les ateliers d'entretien et de dépannage de téléviseurs. En faisant le tour des ateliers de ce genre, dans votre secteur, vous trouverez certainement quelqu'un qui pourra vous venir en aide.

Pour ce réglage il est préférable de mettre le module de synthèse hors service en déconnectant son + 4 V.

Injecter la HF du vobulateur à l'extrémité de l'antenne, masse reliée à masse. Niveau – 30 à – 40 dB. Il est commode d'utiliser un oscillo double trace en association. Cela permet d'injecter les pips de marquage sur une voie et de réserver l'autre pour la formation de la courbe, obtenue en prélevant le 11 MHz au point A. L'oscillo est balayé par le vobulateur.

La courbe doit être conforme à celle de la photo K, après accord de la fréquence centrale de vobulation et réglage du swing à un peu plus de 3 MHz.

Régler T_2, T_3 et L_2, pour placer la courbe de 72 à 72,5 MHz, avec une forme bien symétrique et des sommets équilibrés.

Si la forme obtenue différait notablement de celle de la photo, il faudrait voir si la valeur de C_{20} est correcte. Ce condensateur est en effet déterminant. Trop fort, il écrase la courbe et écarte les sommets. Trop faible, il donne une courbe à un seul sommet. C'est ce qui est d'ailleurs obtenu en photo L, avec C_{20} de 1 pF, valeur convenant justement pour le 41 MHz.

Si vous n'avez pas accès à un vobulateur, ne désespérez pas, mais procédez de la manière suivante :

– Commencer par faire un réglage de T_2, T_3 et L_2 au maximum d'amplitude en A.

– Puis dérégler franchement T_3 et recaler T_2 au maximum d'amplitude. Noter soigneusement la position du noyau.

– En partant de la position repérée, dérégler T_2 d'un nombre connu de tours, trois par exemple. Régler alors soigneusement T_3 au maximum.

– Ramener enfin T_2 sur le réglage exact précédemment obtenu.

Cette procédure est la plus simple permettant un calage correct.

En 41 MHz, on pourra se contenter de régler les deux transfos au maximum, le couplage faible donnant une courbe à une seule bosse.

c) Réglage 455 kHz

Ranger le vobulateur et revenir en réception normale de l'émetteur. Régler le transfo T_4 au maximum de niveau sur un canal quelconque, à rayonnement réduit de l'émetteur. Si vous disposez d'un fréquencemètre sensible, mesurez la fréquence FI_2 prélevée comme pour le réglage précédent au point B. Il faut trouver 455 kHz à moins de 1 kHz près. Un écart notable peut provenir de mauvais réglages des horloges des synthétiseurs de l'émission ou de la réception. Il faudra alors revoir la question. On peut aussi accuser un des deux oscillateurs de battements à quartz. Avec les quartz SM 815 ou SM 816, on doit se trouver pile sur la bonne fréquence, mais il

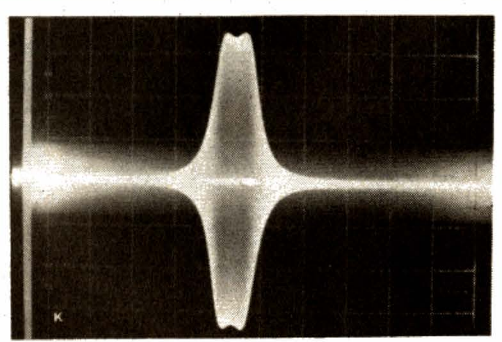


Photo K. – Courbe de réponse de T_2 et T_3 dans le cas de la réception du 72 MHz. Noter la courbe à deux bosses du surcouplage donnant une bande passante de 500 kHz (500 kHz par division).

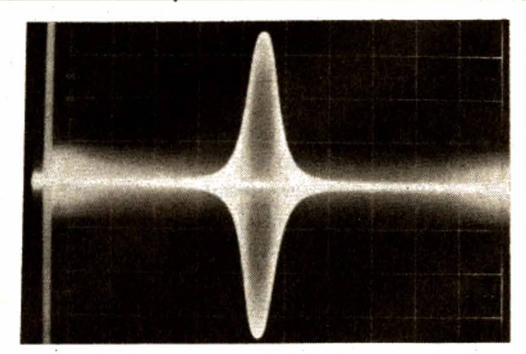


Photo L. – Cette fois, la bande est réduite à un peu plus de 250 kHz dans le cas de la réception du 41 MHz.

vaut mieux le vérifier, ne serait-ce que pour réclamer en cas de nécessité ! On mesure ces oscillations en prélevant la HF par deux ou trois tours de petit fil wrapping, enroulés autour des inductances miniatures Delevan associées.

d) Niveau S_{RX}

Passer l'oscilloscope en S_{Rx} (point C). Bien observer le signal en tournant le noyau de T_5. En dévissant, le signal monte, l'oscillo étant en continu. En vissant, il descend. Bien entendu, en même temps, l'amplitude varie et passe par un maximum. On remarquera cependant que pour ce maximum, la base du signal présente une courbure. Dévisser alors d'une très petite fraction de tour, juste assez pour réduire un peu la courbure sans la faire disparaître complètement.

Le niveau est de 1 Vcc, avec swing correct à l'émission. Au besoin, revoir le réglage de la platine HF6-SF associée.

6. Utilisation

Le RX9-SF est un récepteur RC comme tous les autres, et il s'utilise donc de la même manière. Il n'y a pas lieu d'insister sur ce point, ayant l'espoir que les lecteurs ayant réalisé ce montage n'en sont pas à leurs premières armes.

Pourtant, il est bon d'attirer l'attention sur les exigences particulières de ce type de récepteur.

– Tout d'abord, rappelons que tout système synthétisé est sensible à la microphonie. Il est possible de réduire mais pas de supprimer complètement ce défaut. Si votre RX9-SF est bien fait, vos problèmes seront... inexistants, à condition de ne pas le poser...

sur le moteur à explosions, redoutable source de vibrations. Il y a donc un soin particulier à apporter lors du montage dans la cellule.

– En second lieu, il faut penser aux interrupteurs de programmation. Nous avons choisi un bloc semblant donner toutes garanties de fiabilité, mais il n'en reste pas moins vrai que ces contacts sont de la micromécanique et restent un point faible du récepteur.

Ces deux remarques nous obligent donc à vous recommander une installation extra-souple du récepteur. Il faut prévoir un logement du récepteur taillé à sa dimension dans de la mousse souple de très bonne qualité. Il ne faut surtout pas que le récepteur comprime cette mousse. Des épaisseurs minimum de 10 mm sont indispensables. Il nous est fréquent de constater sur le terrain la méthode dite « du chausse-pied », utilisée par trop de modélistes : un tour de mince caoutchouc noir, bien dur, autour du récepteur et le tout bien coincé au fond du fuselage. La protection aux vibrations est alors quasi nulle. Une telle pratique avec le RX9-SF vous fera peut-être changer de fréquence en vol... mais involontairement ! Ce serait gênant ! Une installation très souple vous épargnera ces émotions.

Nous avons d'ailleurs pensé supprimer ces interrupteurs en les remplaçant par des connecteurs avec cavaliers pour les 0. En choisissant du matériel fiable, on pourrait avoir une sécurité totale. Il faudrait cependant manipuler ces cavaliers, et ce ne serait pas très commode. Il s'agit là, de toute façon, d'un détail matériel, facile à revoir après-coup, et qui ne remet pas le système en cause. Peut-être y aura-t-il, parmi les lecteurs, une idée de génie, permettant d'allier sécurité et commodité. C'est ce que nous souhaitons !

Mais dans l'attente, nous vous donnons simplement rendez-vous le mois prochain pour la réalisation de notre futur émetteur à afficheur LCD. Encore de bons moments en perspective !

F. THOBOIS

BANDE 41 MHz

N7 ....N0

10 000	10 001	10 010	10 011	10 100	10 101	
41 000	41 040	41 080	41 120	41 160	41 200	000
41 005	41 045	41 085	41 125	41 165	41 205	001
41 010	41 050	41 090	41 130	41 170	41 210	010
41 015	41 055	41 095	41 135	41 175	41 215	011
41 020	41 060	41 100	41 140	41 180	41 220	100
41 025	41 065	41 105	41 145	41 185	41 225	101
41 030	41 070	41 110	41 150	41 190	41 230	110
41 035	41 075	41 115	41 155	41 195		111

BANDE 72 MHz

N7 ....N0

1 000	1 001	1 010	1 011	1 100	1 101	1 110	
72 000	72 080	72 160	72 240	72 320	72 400	72 480	0 000
72 005	72 085	72 165	72 245	72 325	72 405	72 485	0 001
72 010	72 090	72 170	72 250	72 330	72 410	72 490	0 010
72 015	72 095	72 175	72 255	72 335	72 415	72 495	0 011
72 020	72 100	72 180	72 260	72 340	72 420	72 500	0 100
72 025	72 105	72 185	72 265	72 345	72 425		0 101
72 030	72 110	72 190	72 270	72 350	72 430		0 110
72 035	72 115	72 195	72 275	72 355	72 435		0 111
72 040	72 120	72 200	72 280	72 360	72 440		1 000
72 045	72 125	72 205	72 285	72 365	72 445		1 001
72 050	72 130	72 210	72 290	72 370	72 450		1 010
72 055	72 135	72 215	72 295	72 375	72 455		1 011
72 060	72 140	72 220	72 300	72 380	72 460		1 100
72 065	72 145	72 225	72 305	72 385	72 465		1 101
72 070	72 150	72 230	72 310	72 390	72 470		1 110
72 075	72 155	72 235	72 315	72 395	72 475		1 111

Pratique de la mesure

MESURE DES INTENSITES CONTINUES

LA mesure des intensités est peut-être moins fréquente que celle des tensions. Elle est cependant importante et caractérise généralement le bon état général d'un montage. En effet, si l'intensité consommée par ce montage est normale, on peut supposer que rien de grave ne s'y passe. Si des défauts de fonctionnement s'y produisent, on peut espérer que les dégâts sont mineurs.

Le principe de la mesure de l'intensité est de faire passer dans l'ampèremètre le courant dont il faut déterminer la valeur. Cela implique une ouverture préalable du circuit, avec fermeture par l'ampèremètre (voir fig. 1). Rappelons pour mémoire que les résultats sont en « ampères » (A), dont les sous-multiples usuels sont le milliampère (mA) valant 10^{-3} A et le microampère (μA) valant 10^{-6} A.

Il faut évidemment respecter la polarité de branchement pour une déviation dans le bon sens : le + de l'ampèremètre, côté + du générateur. En principe, on peut intercaler l'appareil en un point quelconque du circuit, puisque l'intensité est la même partout (du moins, dans un circuit simple, sans dérivation !!) Pourtant nous verrons qu'en pratique, dans les circuits électroniques, ce n'est pas tout à fait vrai. Quelques précautions doivent être prises. C'est une question de point froid et de point chaud ! Nous en reparlerons !

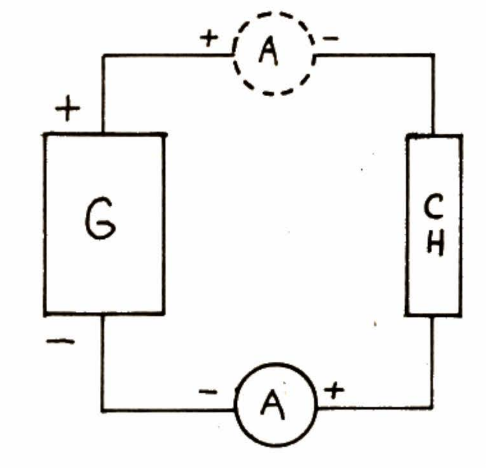


Fig. 1. – L'ampèremètre se connecte en série, en un point quelconque du circuit.

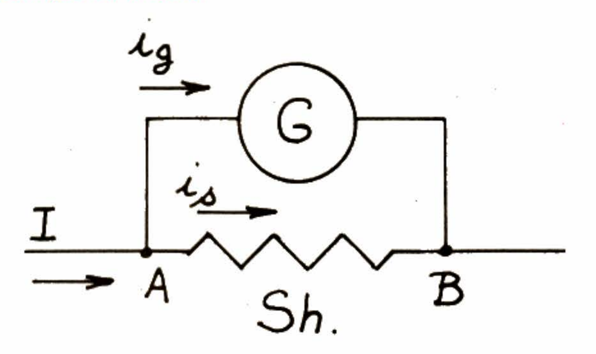


Fig. 2. – Réduction de la sensibilité du galvanomètre à l'aide d'un shunt.

Il faut évidemment aussi penser au calibre si l'on veut éviter le claquage de l'ampèremètre. Toujours commencer par le calibre le moins sensible, dans le cas où l'on n'a pas d'idée précise sur l'ordre de grandeur de l'intensité mesurée. Ces précautions sont semblables à celles vues lors de l'emploi du voltmètre. Nous n'insisterons pas. Par contre, il est bon de savoir exactement comment fonctionne l'ampèremètre à calibres.

Le galvanomètre du contrôleur universel est sensible aux intensités, nous l'avons vu. Il est donc très bien adapté à ce type de mesure. Cependant, la très grande sensibilité du cadre ne permet de mesurer directement que les très faibles intensités, de l'ordre de quelques microampères ou dizaines de microampères. Il est donc nécessaire d'adapter l'appareil aux différents cas de figure !

La solution retenue par tous les constructeurs d'ampèremètres est celle du SHUNT, c'est-à-dire de la résistance placée en parallèle sur le cadre mobile et qui dérive l'excédent de courant que ne peut pas supporter ce cadre (voir fig. 2). La loi des intensités dérivées donne $I = i_g + i_s$.

La loi d'Ohm appliquée entre A et B donne :
$U_{AB} = R_g I_g = R_s I_s$
d'où $I_g/I_s = R_s/R_g$,
ce qui montre que le rap-

port des intensités est égal à l'inverse du rapport correspondant des résistances.

Ainsi, si vous voulez que dans le galvanomètre passe le 1/100 de l'intensité principale, il faudra faire passer les 99/100 dans le shunt et donc établir un shunt 99 fois moins résistant que le cadre du galvanomètre.

Exemple : Un galvanomètre de sensibilité 50 μA et de résistance interne 1 000 Ω doit être transformé en ampèremètre de calibre 100 mA. Quel est le shunt qu'il faut utiliser ?

Solution

– 100 mA = 100 000 μA.

– 50 μA passent dans le cadre.

– 100000 – 50 = 99950 μA passent dans le shunt.

– Le shunt doit donc être 99 950/50 = 1 999 fois moins résistant que le cadre.

– La résistance du shunt est donc de 1 000/1 999 $\simeq$ 0,500 Ω.

– Puissance à prévoir : $P = R\,I^2 = 0{,}5 \times 0{,}1^2 = 5$ mW

Exercice (solution, le mois prochain) :

Sur les mêmes données, déterminer les shunts nécessaires pour obtenir les calibres 1 A, 2 A, 5 A, 10 A.

Pour que l'ampèremètre à plusieurs calibres ainsi réalisé soit pratique, il faut que ces shunts soient commutés ; du moins, c'est ce que l'on peut souhaiter. Pour parvenir à un tel résultat deux solutions au moins sont possibles :

● Solution A

Un commutateur rotatif simple sélectionne les shunts qui se branchent à tour de rôle, en parallèle sur le cadre.

Avantages

– Les shunts sont indépendants, l'un ne modifiant pas l'autre.

– Le calcul des valeurs est facile (voir ci-dessus).

– Il est possible de ne pas avoir de shunt du tout, et par conséquent d'exploiter complètement la sensibilité maximale du cadre.

– L'appareil ainsi monté n'a que deux bornes.

Inconvénients

– La résistance de contact du commutateur est en série avec le shunt et l'augmente donc un peu, au détriment de l'exactitude. Cette résistance de contact peut augmenter dans le temps.

– Dans le cas des fortes intensités, le commutateur est à dure épreuve. Il faut un modèle de puissance.

– Pendant le changement de calibre, le doigt du commutateur passe d'un plot à l'autre. Il y a risque de déconnexion momentanée des shunts, et donc de surcharge importante du cadre. Il est indispensable de choisir un commutateur à contacts « court-circuitant », c'est-à-dire à doigt large, touchant déjà le plot suivant, avant de quitter le précédent. Ces commutateurs sont référencés « CC ».

● Solution B (fig. 4) à shunt fractionné.

Un shunt apparemment unique est monté en permanence sur le cadre. Des prises sont ménagées et permettent l'obtention des calibres.

Avantages

Nous supprimons les risques d'inexactitude dus à la résistance de contact du commutateur, mais ce dernier doit rester « de puissance » si l'on veut commuter les fortes intensités. Une solution, donnée par la figure B, consiste à supprimer le commutateur et à prévoir des entrées par bornes distinctes. C'est ce que fait Centrad dans son 819, par exemple. D'autres constructeurs utilisent une solution mixte : commutateur pour les faibles intensités et bornes directes pour les plus fortes. Par exemple, Metrix, type MX011 A. Il est possible d'utiliser un commutateur non court-circuitant (NCC), le passage d'une gamme à l'autre donnant une coupure d'intensité globale, sans danger pour le cadre, évidemment.

Inconvénient

... Mineur. Le calcul des shunts est un peu plus délicat.

On commence par calculer le shunt global S donnant la sensibilité la plus grande (qui sera cependant plus faible que celle du galva seul, puisque le shunt global est monté à demeure).

Exemple : le 819 a un cadre de 40 μA pour aboutir à une sensibilité maximale de 50 μA. Le MX011 A a un cadre de 36 μA pour aboutir à 50 μA également.

La méthode de calcul de S est celle des lignes précédentes. Puis on calcule S_1. Dans ce cas, S_1 est le shunt, tandis que le cadre a une résistance équivalente à $r + S_2 + S_3 + S_4$.

Exemple : Cas du 819. Le cadre mobile a une résistance de 1 600 Ω et une sensibilité de 40 μA, ramenée à 50 μA par S. Il faut déterminer S_1 à S_4 pour

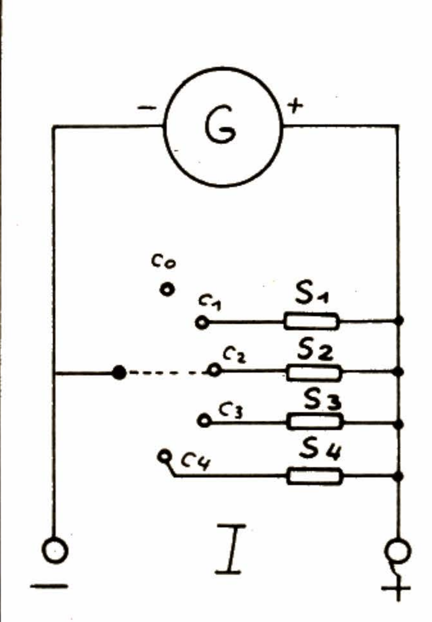


Fig. 3. – Obtention de plusieurs calibres, solution A.

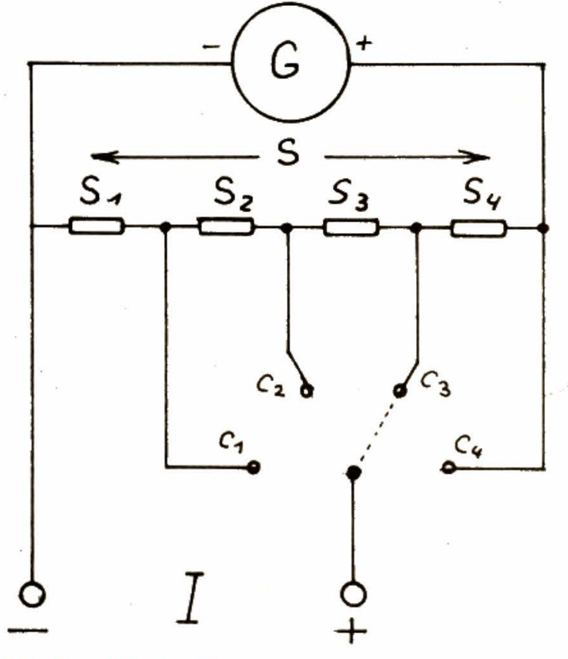


Fig. 4. – Solution B.

avoir les calibres respectifs 50 mA, 5 mA, 500 μA et 50 μA.

Solution

Calcul de S :

– Il doit passer 50 – 40 = 10 μA dans S.

– S doit donc avoir une résistance 40/10 = 4 fois plus forte que celle du cadre.

– S = 4 × 1 600 = 6 400 Ω.

Calcul de S_1 :

– S_1 est le shunt correspondant au calibre 50 mA = 50 000 μA.

– Il doit donc passer 50 000 – 40 = 49 960 μA dans S_1 pour 40 μA dans le cadre.

– Soit 49 960/40 = 1 249 fois plus.

– La résistance de S_1 doit être 1 249 fois plus faible que celle de r + S_2 + S_3 + S_4.

– D'où l'équation à résoudre :

$S_1 = (1\,600 + 6\,400 - S_1)/1\,249$

$1\,249\,S_1 = 8\,000 - S_1$

$1\,250\,S_1 = 8\,000$

$S_1 = 6{,}4\ \Omega$

N.B. $S_2 + S_3 + S_4 = S - S_1$

Calcul de S_2 :

Il suffit de considérer que le shunt de la gamme suivante (5 mA) est S_1 + S_2 en parallèle sur r + S_3 + S_4 et de faire un calcul similaire au précédent.

Exercice :

Nous vous laissons calculer les valeurs de S_2 à S_4, au titre de l'entraînement nécessaire. Solution le mois prochain.

Ces calculs que vous n'êtes pas obligé de faire et que certains trouvent peut-être inutiles ont pourtant de nombreux avantages. Outre qu'ils vous font faire un peu de mathématiques, science bien nécessaire pour qui veut pratiquer l'électronique, ils vous font aller au cœur du problème de la mesure, et c'est bien ainsi que ces mesures se feront en toute connaissance de cause, donc avec un profit maximum.

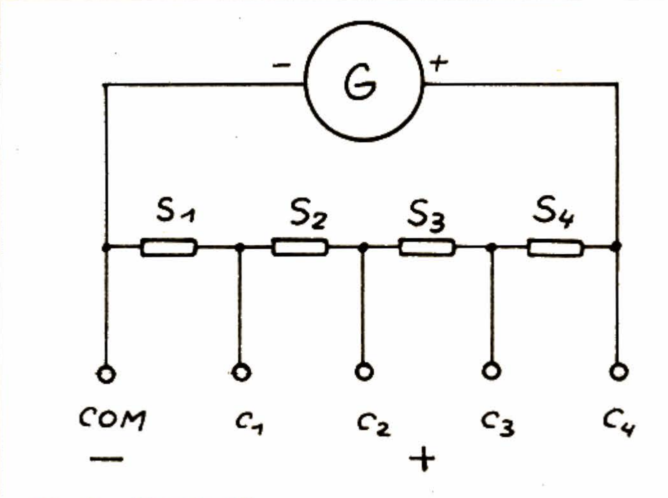


Fig. 5. – Solution B'.

Ayant détaillé le principe de l'ampèremètre continu, voyons maintenant son usage. Tout d'abord, rappelons encore le principe fondamental.

L'ampèremètre doit être intercalé dans un circuit fonctionnant au préalable et comprenant par conséquent générateur et charge. On ne peut pas mesurer l'intensité (?) d'un générateur tout seul ! Pourtant, bien des débutants, ou simplement des étourdis, ont détruit leur ampèremètre en faisant une telle mesure, c'est-à-dire en reliant cet ampèremètre directement aux bornes d'un générateur.

Il ne faut pas oublier que, contrairement au voltmètre dont la résistance interne est très grande, celle d'un bon ampèremètre est très faible. Ainsi, dans le premier exemple que nous avons traité dans ces lignes, nous sommes arrivés à une valeur de shunt de 0,500 Ω pour une sensibilité de 100 mA. Le shunt étant en parallèle sur un cadre de 1 000 Ω donne un ensemble de résistance équivalente :

$1/R_{éq} = 1/S + 1/r = 1/0{,}5 + 1/1\,000.$

On obtient 0,499 Ω à peu près, soit pratiquement la résistance du shunt.

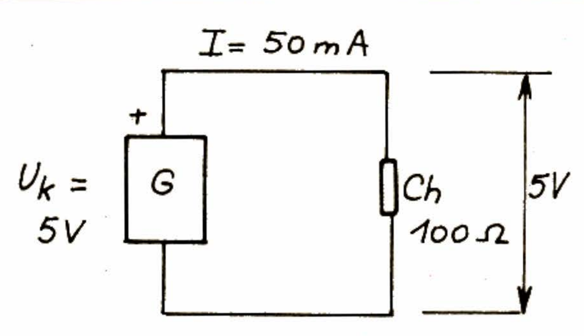
Si, malencontreusement vous reliez cet ampèremètre aux bornes d'un générateur musclé de 12 V, il passera un courant I = U/R = 12/0,5, soit de 24 A ! Il nous surprendrait fort que le cadre mobile de notre précieux appareil résiste à une telle surcharge. Il partira probablement en fumée !

Voilà qui donne à réfléchir et mérite quelque attention dans la manipulation du contrôleur universel. Un bon conseil : quand vous avez fait une mesure d'intensité, ne laissez jamais votre contrôleur en fonction « ampèremètre » ; commutez-le tout de suite en « voltmètre ». Il vous en saura certainement gré, lors de la mesure suivante !

Mais voyons ce qui se passe lors d'une mesure correcte d'intensité, sans la moindre trace d'étourderie !

Si notre appareil était parfait, il ne perturberait pas du tout le circuit dans lequel il est intercalé. Pour arriver à un tel résultat, il lui faudrait une résistance nulle. Ce ne sera jamais le cas, mais l'ampèremètre de bonne qualité doit avoir une résistance aussi faible que possible.

Cette résistance interne r se connecte en série avec la charge R (voir fig. 6). Celle-ci devient



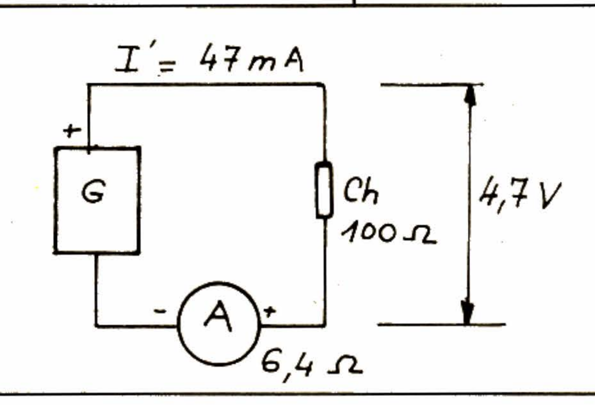


Fig. 6. – L'ampèremètre perturbe le circuit.

donc R + r et, du coup, l'intensité I diminue. L'ampèremètre mesure donc toujours un courant plus faible que le courant réel.

Voyons cela plus précisément.

Supposons que le générateur de la figure 6 soit à tension constante de 5 V et que la charge soit de 100 Ω. Le courant I passant dans cette charge, avant la mise en place de l'ampèremètre, était de 5/100 = 50 mA.

L'ampèremètre étant, par exemple, le Centrad 819 en calibre 50 mA, a une résistance interne de 6,4 Ω. Sa mise en place fait passer la charge à 100 + 6,4 = 106,4 Ω. L'intensité diminue et devient :
$I' = 5/106,4 \simeq 47$ mA, valeur indiquée par l'appareil s'il est exact. L'erreur amenée est de 3 pour 50, soit de 6 %. Ce n'est pas énorme – les voltmètres nous ont donné pire –, mais cela dépend évidemment des conditions exactes. Plus la tension du générateur est basse, plus la charge est à faible résistance, et plus l'erreur est grande.

Dans notre exemple, la charge qui était soumise à une ddp de 5 V reçoit maintenant 100×47.10^{-3}, soit 4,7 V. La chute de tension apportée par l'ampèremètre est donc de 0,3 V, et ce n'est pas négligeable. Par exemple, si la charge est en fait constituée de circuits intégrés TTL, cette baisse de 0,3 V pourra tout simplement amener de graves troubles de fonctionnement. La tension d'alimentation de ces circuits est en effet assez critique.

Une caractéristique importante de l'ampèremètre est donc précisément la chute de tension qu'il apporte à pleine échelle.

Pour le 819, par exemple, elle est de l'ordre de 0,3 V, nous venons de le voir. La valeur dépend cependant de la gamme, tombant à 0,1 V en calibre 50 µA. Pour le Métrix MX011 A, nous passons de 0,1 V en calibre 50 µA à plus de 0,6 V en calibre 500 mA. C'est beaucoup !

La chute de tension dont nous parlons est proportionnelle à la déviation de l'appareil. Ainsi, si nous chutons de 0,3 V à pleine échelle, nous ne perdrons que 0,15 V pour une déviation moitié. Nous voici donc à nouveau dans le dilemme, grande déviation pour réduire l'erreur de classe et, faible déviation pour réduire la chute de tension ; le choix raisonnable étant évidemment une déviation à demi-échelle environ pour limiter les imprécisions. Le calibre est donc à choisir en conséquence.

Ayant parlé de la perturbation provoquée par le branchement d'un ampèremètre dans un circuit, due à sa résistance interne, il faut aussi penser à un autre facteur de trouble occasionné encore par cette résistance. En effet, nous l'avons déjà dit, il faut toujours veiller à intercaler l'appareil en un point froid où ses effets secondaires seront quasi nuls. Se reporter à la figure 7.

Il s'agit d'un étage amplificateur à transistor que nous avons rencontré le mois dernier. Si nous voulons mesurer l'intensité totale consommée par cet étage, brancher l'ampèremètre avant le condensateur de découplage C_2 et non après, entre S et D. Intercalé entre S et U, la perturbation sera très réduite, limitée à la chute de tension inévitable. Par contre, entre S et D, il va provoquer un couplage entre base et collecteur, réduisant les deux courants, mais le courant de base tendant à réduire encore celui de collecteur. D'où contre-réaction et diminution du gain de l'étage avec décalage du point de fonctionnement. L'effet réel dépend évidemment de la valeur de la résistance interne de l'appareil et relativement de la valeur des résistances de l'étage.

Penser aussi aux longueurs des fils de branchement : deux fils de presque 1 mètre chacun apporteront certainement ronflements et autres parasites s'ils sont branchés sur des points chauds. Ainsi, si vous voulez mesurer le courant collecteur du transistor, intercalez l'ampèremètre en D et non en C.

Pour le courant de base, le placer en A et non en B. L'émetteur, découplé par C_1, est un point froid. On peut placer l'appareil en E. Préférer pourtant le point M.

Si l'étage de la figure 7 est « BF », les mesures ci-dessus restent faciles. Mais si c'est de la « HF », alors c'est autre chose, et bien plus délicat ! Il risque de se produire accrochages ou fonctionnement bloqué ! Nous avons le souvenir de mesures d'intensité consommée par une platine d'émission en 72 MHz d'un émetteur de radio-commande. La mesure, faite naïvement, émetteur avec son antenne déployée, donnait de grosses surprises, avec déviation à l'envers de l'ampèremètre, bafouant totalement les principes élémentaires de l'électricité ! De quoi s'arracher les cheveux ! Tout simplement, le rayonnement de la HF induisait dans l'ampèremètre et ses fils de liaison des courants perturbateurs violents, faussant totalement la lecture. Dans ce cas particulier, une mesure valable ne pouvait se faire qu'en logeant un petit ampèremètre dans le boîtier de l'émetteur, avec des fils de liaisons ultra-courts !

Il s'agissait heureusement d'un cas d'espèce assez rare, mais dont il faut se souvenir à l'occasion, ne

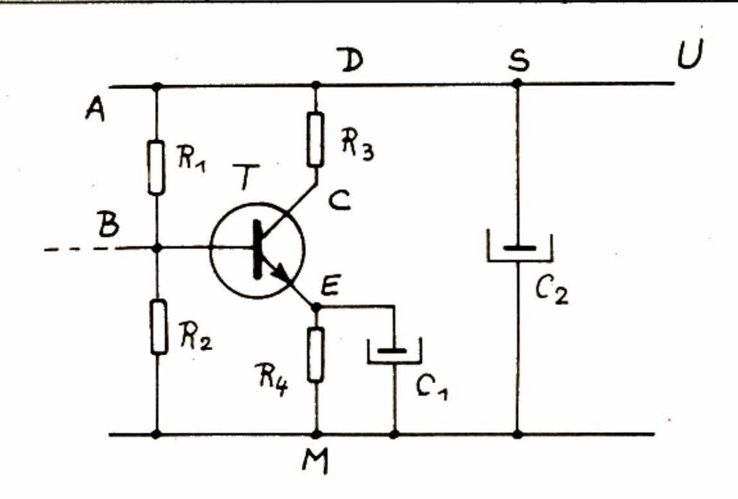


Fig. 7.

serait-ce que par les précautions qu'il suggère de prendre.

Nous terminerons le texte de ce mois en indiquant un moyen détourné pour mesurer une intensité : se servir d'un... voltmètre et de la loi d'Ohm.

Par exemple, si vous voulez connaître le courant collecteur du transistor de la figure 7, mesurer la tension entre D et C, puis, connaissant la résistance R_3, faire :
$I_c = U_{DC}/R_3$!

Cette méthode peu orthodoxe est pourtant souvent utilisée, car elle évite de couper un fil ou de dessouder un composant, ce qui n'est jamais agréable. Par ailleurs, elle est très peu perturbante, à condition d'avoir un voltmètre à adaptateur électronique et sa pointe de touche à résistance incorporée (voir n° 1694 !).

F. THOBOIS

Solution des exercices du mois dernier :

I. 1re méthode en calculant t_1 et t_2

$F = 2\,500$ Hz, donc
$T = 1/2\,500 = 400\ \mu s = t_1 + t_2$
$t_1/t_2 = 0{,}25$ d'où
$t_1 = 0{,}25\ t_2$
$0{,}25\ t_2 + t_2 = 400$
$1{,}25\ t_2 = 400$ d'où
$t_2 = 320\ \mu s$ et
$t_1 = 80\ \mu s$
$u = 10 \times 80/400 = 2$ V

2e méthode sans calculer t_1 et t_2

$u = U \times t_1/(t_1 + t_2)$
$= U \times 0{,}25\,t_2/(0{,}25\,t_2 + t_2)$
$= U \times 0{,}25\,t_2/1{,}25\,t_2$
$= U \times 0{,}25/1{,}25$
$= U \times 0{,}2$
$= 10 \times 0{,}2 = 2$ V

II. a) On sait que :

$$u = U \times \frac{t_1}{t_1 + t_2} = U \times F_f$$

On peut tirer

$$F_f = \frac{u}{U} = \frac{3{,}5}{5} = \mathbf{0{,}7}$$

b) $$\frac{t_1}{t_1 + t_2} = 0{,}7$$

$t_1 = 0{,}7\ t_1 + 0{,}7\ t_2$
$t_1 - 0{,}7\ t_1 = 0{,}7\ t_2$
$0{,}3\ t_1 = 0{,}7\ t_2$

$$R_{cycl} = \frac{t_1}{t_2} = \frac{0{,}7}{0{,}3} = \mathbf{\frac{7}{3}}$$

Bloc-notes

DATA BOOK SIEMENS

Siemens vient d'éditer son « data book », ICs for Industrial Electronics. Ce recueil de notices techniques de circuits intégrés est rédigé en anglais, comme beaucoup d'autres. Il rassemble sur un peu moins de 450 pages les caractéristiques de près de 80 circuits intégrés de tous types.

Le titre, « Circuits intégrés pour l'électronique industrielle », permet de rassembler des circuits de divers types, utilisables non seulement en électronique industrielle mais aussi dans toutes les applications qui sont ou ne sont pas « grand public ». Nous avons d'ailleurs déjà utilisé bon nombre de ces circuits, toujours proposés dans nos réalisations.

Sept catégories de produits sont représentées ici. La première famille est celle des amplificateurs opérationnels parmi lesquels figure le TAA 861, circuit original dont le transistor de sortie à collecteur ouvert peut débiter 70 mA.

Dans ce chapitre, au rang des nouveautés, nous avons les amplificateurs à entrée PNP permettant de travailler en asymétrique avec les entrées au potentiel de la masse. Ces amplis opérationnels se caractérisent également par une tension d'alimentation pouvant descendre à 2 V, consommant un quart de milliampère et débitant éventuellement les 70 mA précités. Ce circuit, le TAB 1453, existe en version double (TAB 2453) et quadruple (TAB 4453).

La seconde famille est celle des « modules fonctionnels ». Ces circuits sont des récepteurs MF, détecteurs de proximité, détecteurs à seuil, transistors multiples, circuits de commande de triacs ou thyristors, discriminateurs à fenêtre, convertisseurs A/N 6 bits ultra-rapides, carillons à 1, 2 ou 3 notes.

Parmi les nouveautés de cette série, signalons le S 1469, récepteur MF bande étroite (utilisé dans un récepteur RC 7 voies et MF), un S 469, récepteur identique mais avec silencieux et divers accès à l'électronique, un circuit de commande à déphasage avec ampli op. et comparateur intégré (nous avons prévu un montage avec ce TLB 3101), la minuterie numérique SAB 0529 et un circuit de commande de moteur (2 A) en boîtier SIL 9.

Le chapitre suivant est consacré aux circuits pour les alimentations à découpage.

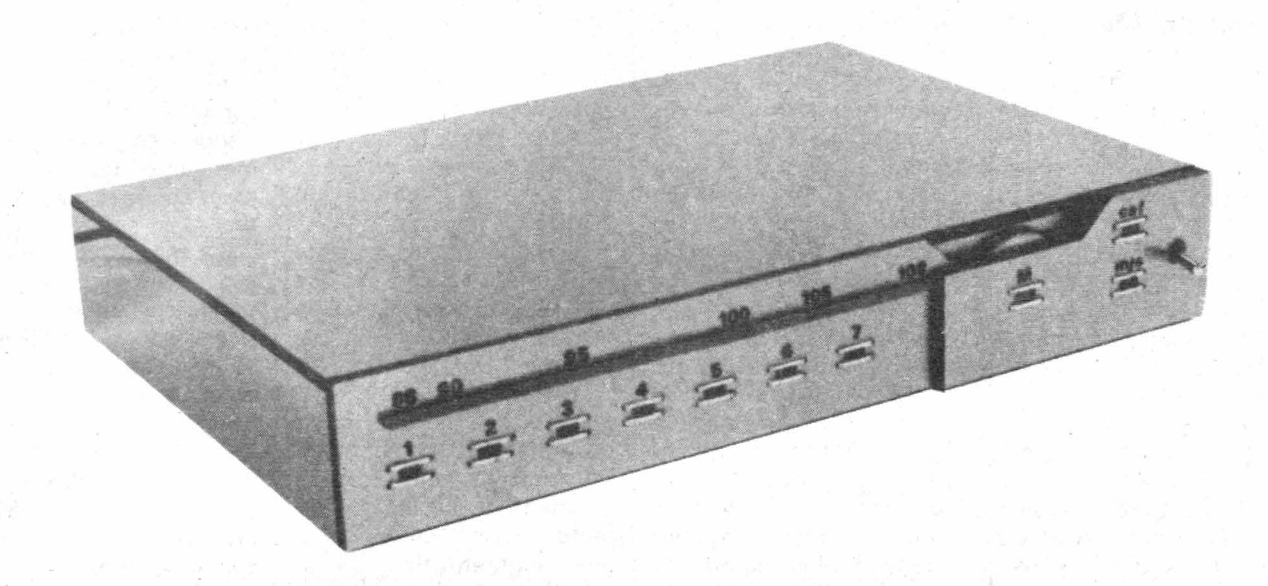
Dans les circuits numériques du chapitre suivant, nous trouvons un diviseur RF, un synthétiseur de fréquence, un générateur de signaux vidéo et le S 576, circuit pour gradateur de lumière à commande par toucher.

Les circuits de commande de diodes LED UAA sont présentés dans le 5e chapitre avec un circuit de commande à accès série et le SDA 2114, circuit de commande de LED pour émission IR.

L'avant-dernier chapitre se limite à une mémoire non volatile de 512 bits et le dernier rassemble les circuits à effet Hall qui, ni analogiques ni numériques, avaient eu du mal à se classer dans les éditions précédentes.

On trouvera des circuits tout ou rien ou analogiques avec, en nouveautés, une fourchette comportant un aimant et, face à lui, un détecteur tout ou rien et un détecteur de champ magnétique alternatif (les autres détecteurs travaillent avec une polarité unique du système magnétique). Cet ouvrage contient les éléments nécessaires pour exploiter les circuits intégrés. Quelques schémas d'application sont réservés aux circuits spécifiques ; les amplificateurs opérationnels n'ont eu droit qu'à des schémas de test. Ouvrage disponible chez les distributeurs Siemens et chez Acer.

Réalisez votre mini chaine hifi



LE TUNER

LA mini-chaîne dont nous avons entrepris la description il y a maintenant un an s'enrichit aujourd'hui du tuner. La fabrication d'un tuner demande normalement une certaine dose de connaissances, associée à la possession d'instruments de mesure onéreux. La réalisation d'un sélecteur RF, d'une tête HF si vous préférez, conduit à la confection de bobinages qu'il faudra ensuite aligner. Il y a un oscillateur local, des circuits sélectifs, tous ces circuits devant être alignés entre eux pour couvrir toute la bande MF.

Heureusement, certains constructeurs (très rares) proposent des têtes RF et même, comme celui dont nous avons adopté le module, un circuit imprimé sur lequel nous avons trouvé la tête RF associée à un amplificateur FI et à un décodeur stéréophonique. Le module est livré réglé, les soucis de réglage disparaissent donc. Les fabricants de têtes RF sont rares. RTC, par exemple, a abandonné la fabrication de ces composants, Görler a disparu de la scène il y a longtemps, et les têtes fabriquées en Extrême-Orient sont difficiles à trouver. Nous nous sommes donc tournés vers un module d'origine danoise signé Larsolt, dont nous avons trouvé le distributeur, ce qui nous a permis de compléter cette chaîne.

Ce module a été associé à des périphériques qui permettent de le gérer et aussi de vous donner des indications d'accord, de stéréo ; vous aurez aussi droit à des stations préréglées, un accord manuel, une touche stéréo, un indicateur de niveau RF, et, dans un stade ultérieur, une télécommande avec sélection d'une des stations préréglées et recherche des stations.

Ce tuner, nous l'avons voulu modulaire. Autrement dit, vous pourrez utiliser les modules pratiquement tout seuls. Nous vous donnerons un schéma de principe de son branchement. Vous pourrez aussi n'utiliser qu'une partie des modules ou les remplacer par d'autres dispositifs plus simples. La télécommande n'est pas obligatoire non plus, elle est prévue et peut être ajoutée. Vous pourrez aussi éliminer l'indicateur de niveau RF et assurer la sélection des stations préréglées par un commutateur mécanique.

Ce tuner, nous le présentons dans un boîtier dont l'esthétique s'apparente à celle du préamplificateur ; bref, sa présentation en altuglas s'accorde parfaitement au reste de la chaîne.

Pour la confection de ce coffret, comme pour celle de certaines pièces métalliques, nous vous dévoilerons certains tours de main, les techniques de fabrication évoluant avec notre expérience. Rassurez-vous, nous ne disposons pas de fraiseuses ou de tours, nos outils se limitent à la perçeuse traditionnelle ou miniature (Applicraft), au papier abrasif, à la lime, auxquels s'ajoutent une bouteille de miror, un taraud de 3 mm et sans doute aussi une certaine dose de patience. Nous espérons que cette description vous mettra en appétit. Vous n'aurez pas ici de synthétiseur de fréquence ni d'affichage digital, mais un tuner simple et agréable à utiliser qui a l'avantage de ne pas être trop gros et dont l'esthétique lui permettra de faire bonne figure dans votre salon et non sur l'étagère de votre atelier.

Le module MF

La figure 1 donne le schéma de principe du module 7255 Larsolt. Cette firme danoise est spécialisée dans le domaine de la réception. Les radioamateurs font déjà appel aux modules de cette firme. Le 7255 est donc un récepteur MF pratiquement complet. Les trois bornes d'entrée A, B et C sont celles qui seront raccordées à l'antenne. Les deux impédances traditionnelles, 75 et 300 Ω, sont prévues ; en se branchant entre A et C ou entre B et C, nous avons une impédance d'entrée de 75 Ω ; par contre, en se raccordant entre A et B, on verra une impédance de 300 Ω.

Vous avez donc le choix entre une antenne intérieure en fil plat « twin lead » ou une antenne externe avec descente en coaxial de 75 Ω.

Pénétrons à l'intérieur de la tête RF, encadrée pour représenter le blindage. Le premier circuit est accordé. L'accord est confié à des doubles diodes à capacité variable BB 204 que l'on retrouvera dans chaque circuit accordable. L'accord est affiné par un condensateur ajustable et par le noyau de l'inductance, ces deux éléments permettant un alignement des circuits dans toute la bande de réception.

Le premier amplificateur est un transistor à effet de champ à double porte 3 SK 45 d'origine japonaise, comme d'ailleurs plusieurs des composants de ce module.

La première porte de ce transistor à effet de champ reçoit le signal RF, la seconde est reliée au circuit de commande automatique de gain qui évitera une saturation des premiers étages en présence de signal relativement important.

La sortie de ce TEC est chargée par un double circuit accordé à couplage capacitif.

L'oscillateur local est constitué d'un BF 240 dont le circuit accordé est placé entre base et masse. Une compensation de température de l'accord a lieu uniquement sur l'oscillateur local. En effet, la largeur de bande des circuits de sélection de l'onde incidente est suffisante pour admettre une variation d'accord ; par contre, la variation devient nettement plus importante pour l'oscillateur local, étant donné que la fréquence intermédiaire est égale à la différence de la fréquence de l'oscillateur local et de celle de l'onde incidente. Il est donc plus important de compenser le coefficient de température de la diode de l'oscillateur local que les autres.

La compensation est assurée par la diode 1N 4148, diode polarisée par une résistance de 1 MΩ.

La variation de capacité de la diode varicap est due à la variation de la tension de diffusion, tension qui varie de 2 mV/°C.

La diode 60, une 1N 4148, a un coefficient de température identique. Lorsque la température augmentera, sa tension directe chutera, et l'on aura une augmentation de la tension d'accord de la diode.

Cette augmentation de tension réduit la valeur de la capacité qui, par l'augmentation de température, avait augmenté. Il y a donc compensation. Cette diode de compensation est shuntée par un condensateur de 1 nF qui se comporte comme un court-circuit aux fréquences hautes et permet ainsi un fonctionnement normal de l'oscillateur.

La tension RF disponible sur l'émetteur du transistor oscillateur est envoyée sur la porte d'un SK 45 monté en mélangeur. L'autre porte reçoit la tension RF amplifiée.

En sortie, nous trouvons deux circuits accordés sur la fréquence intermédiaire. Le second sort sur un pont capacitif permettant l'attaque à basse impédance du premier étage amplificateur FI équipé d'un BF 240. Cet amplificateur sort sur une impédance faible permettant l'attaque de filtres céramique. Trois filtres sont utilisés ici. Le premier, celui

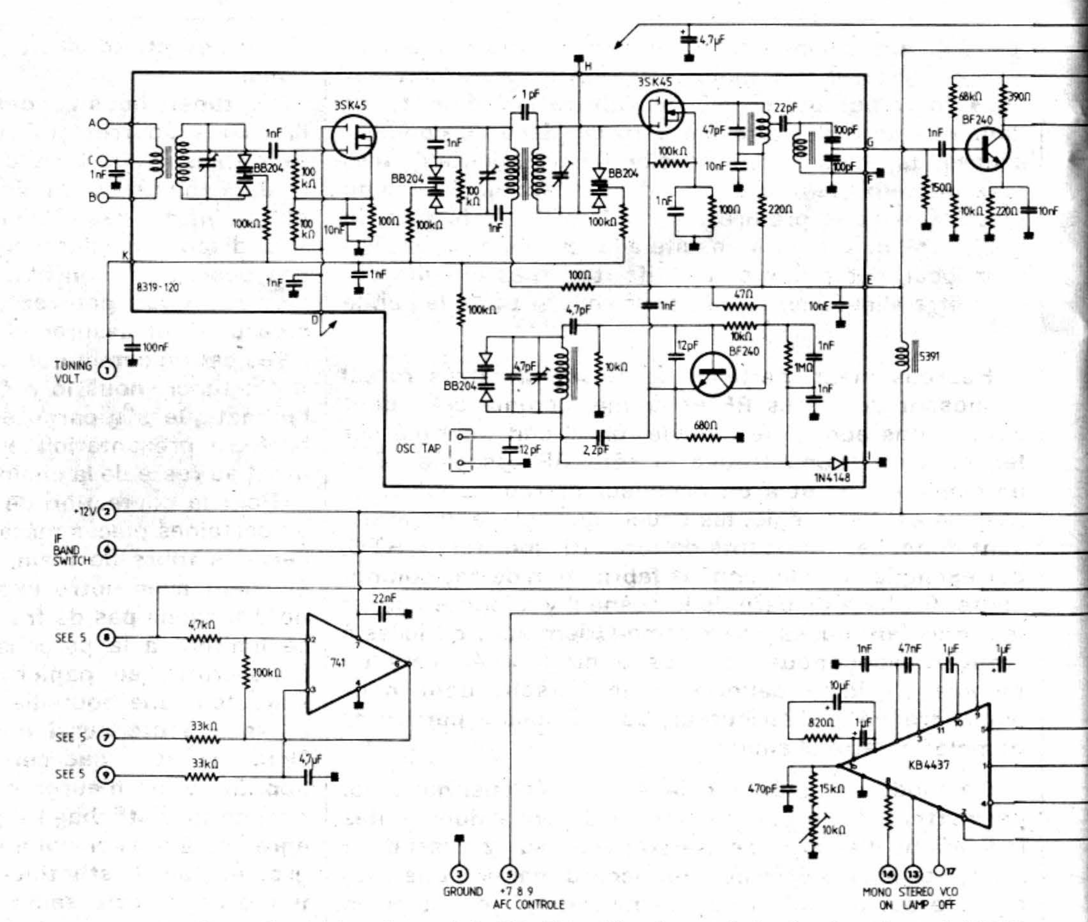


Fig. 1. – Schéma de principe du module RF, FI et décodeur stéréophonique Larsolt 7255.

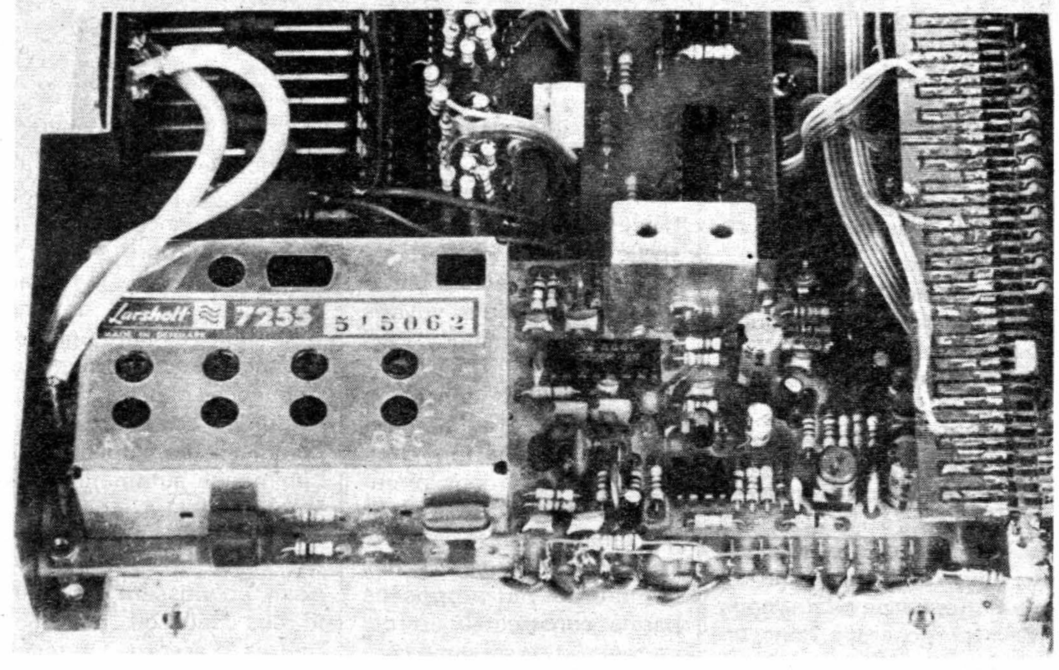


Photo A. – Gros plan sur le module MF du tuner avec, à gauche, la partie RF blindée. Le circuit imprimé est à double face. Plusieurs composants sont directement soudés sur les cosses de sortie.

qui est en parallèle sur une diode, est un filtre dont la largeur de bande est de 180 kHz, largeur de bande convenant à la monophonie mais pas à la stéréo. Les deux filtres suivants ont une largeur de bande de 280 kHz. La commutation est confiée à des diodes BA 244, diodes de commutation présentant, lorsqu'elles sont conductrices, une résistance interne très basse. Bloquées, elles se comportent comme une résistance infinie. Les deux diodes travaillent l'une bloquée, l'autre conductrice. La tension de commande arrive sur la borne 6. Lorsque cette borne est à la masse, la diode du bas est bloquée. La diode du haut est conductrice ; elle est polarisée par la tension de collecteur du BF 240 ; le courant traverse les résistances de 3,9 kΩ et 1,8 kΩ. La diode est un court-circuit (ou presque) et la tension FI passe par-dessus le filtre dont la borne de masse est en l'air. En envoyant une tension positive sur l'entrée de commande 6, la diode du bas conduit et met à la masse, par le condensateur de 22 nF, l'électrode commune du filtre FI. La diode BA 244 du haut se bloque, ce qui oblige le signal FI à passer au travers du filtre qui limite alors la bande à 180 kHz.

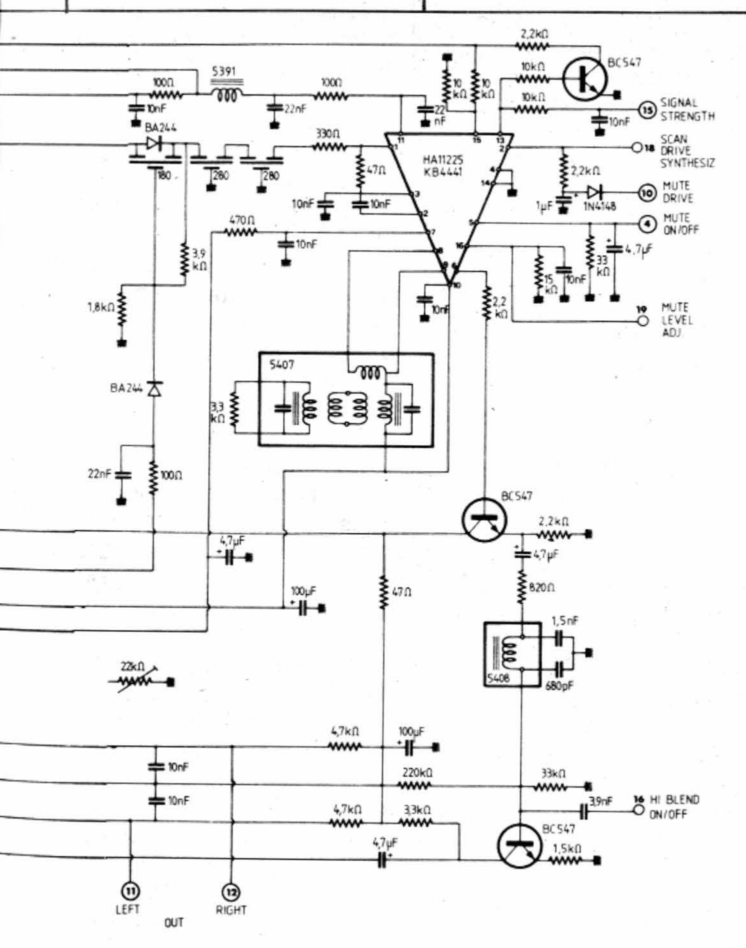
Nous arrivons maintenant sur l'amplificateur FI qui est un circuit intégré d'origine japonaise. Il s'agit, sur notre module, d'un circuit proposé par Toko, firme spécialisée dans les bobinages. La seconde référence du circuit, HA 11 225, montre qu'une équivalence existe chez Hitachi, les deux lettres HA signifiant qu'il s'agit d'un circuit d'Hitachi.

Ce circuit est l'un des nombreux circuits aux fonctions multiples offerts par l'industrie. Il a été associé ici à des circuits périphériques permettant un contrôle du silencieux, ou de sortir des tensions nécessaires à la commande automatique de fréquence ou à l'indication du niveau RF.

Une tension continue, fonction du niveau RF, est donnée par la sortie 15 du module. La sortie du circuit intégré correspondant à cette sortie va sur la base d'un transistor chargé d'agir sur le circuit de commande automatique de gain, relié à la tête RF.

La présence d'un transistor dont l'émetteur est à la masse montre que la tension disponible sur la borne 15 sera située aux environs de 0,5 V, tension permettant la commande de la base du BC 547.

Nous avons sur ce circuit une borne marquée 19 et qui n'est pas disponible directement sur le module. Cette borne permet un réglage du seuil d'intervention du silencieux interstation. Aucune indication de connexion ne figure ici. Nous avons retrouvé dans nos archives un schéma d'appareil utilisant le même circuit intégré ; le réglage de seuil de silencieux s'effectue, sur cet appareil, en réduisant la valeur de la résistance de 15 kΩ placée ici. Autrement dit, on peut mettre en parallèle sur la 15 kΩ, via la sortie 19, une résistance variable.



Nous n'avons pas prévu cette option sur notre tuner ; la sortie 19 n'est d'ailleurs pas disponible directement.

Le signal AF est conduit au décodeur stéréophonique par un BC 547. Le décodeur stéréo est du type PLL ; les bornes 11 et 12 du module permettent de faire sortir la tension audio. Cette tension est soumise à la désaccentuation à 50 µs. Nous n'avons pas ici de circuit de suppression de la fréquence pilote, nous vous proposerons donc un module de filtrage des 19 et 38 kHz.

Le circuit intégré commande l'allumage du voyant stéréophonique. L'oscillateur local VCO peut être coupé, une entrée de commande place le décodeur en mode monophonique.

Le dernier circuit intégré de cet appareil est un amplificateur opérationnel 741 que l'on utilise pour la commande automatique de fréquence. Ce circuit reçoit la tension continue du discriminateur MF et ajoute sa tension de sortie à la tension d'accord par la résistance de 33 kΩ, reliée à la sortie du circuit intégré.

Voilà, nous avons fait le tour de ce module, voyons maintenant comment l'exploiter.

La figure 2 donne un schéma de branchement pour la réalisation d'un tuner MF à stations préréglées, sélectionnables par un commutateur rotatif.

Nous avons mis ici les commutations proposées par le constructeur et qui permettent la sélection du silencieux interstation, la commutation de la largeur de bande, la commutation mono-stéréo, et le passage en monophonie volontaire. Le choix des stations est confié à un commutateur. Une résistance de piédestal permet de régler la tension d'accord minimale, celle qui permettra d'obtenir les 87,5 MHz du bas de la gamme MF.

Nous avons également prévu ici des indications d'accord central et de champ par des galvanomètres. Tel qu'il est câblé ici, le module fonctionne du premier coup. Le filtre de bruit stéréophonique réduit le souffle propre à la stéréophonie lorsque le niveau du signal RF est un peu trop faible, ce filtre agit par mélange gauche/droite aux fréquences hautes.

Sur ce schéma, on voit comment est appliquée la commande automatique de fréquence. La sortie de l'amplificateur opérationnel est reliée à la borne 7, point aboutissant au point le plus chaud des potentiomètres d'accord. La résistance de 1,5 kΩ donne une tension à laquelle va s'ajouter celle de la commande automatique de fréquence.

La tension d'alimentation est de 13 V. Ce n'est pas une tension classique ; les régulateurs de tension monotension n'offrent pas cette valeur. On est donc amené à utiliser un régulateur de tension ajustable.

Une tension de 12 V permet de faire fonctionner le module mais ne permet pas à la fréquence d'atteindre 108 MHz.

Tuner « mini-chaîne »

Le tuner « mini-chaîne » reprend les principes généraux de ce précédent schéma. Comme il nous a fallu prévoir une commande à distance que vous n'êtes d'ailleurs pas obligés d'adopter, nous avons choisi des commandes électroniques. Tout est statique, à part l'interrupteur d'alimentation placé en série avec cette dernière !

Le câblage final des modules sera publié au moment du raccordement ; la figure 3 donne un schéma synoptique indiquant les solutions adoptées sur ce tuner.

Le module RF ainsi que les autres sont alimentés à partir d'un module d'alimentation équipé d'un régulateur intégré. Le transformateur d'alimentation sera celui installé dans le préamplificateur. On pourra, si on le désire, se fabriquer une petite alimentation, la puissance du transformateur étant d'environ 3 W.

L'accord sera soit manuel, soit obtenu par un module de stations préréglées à commande par « touch control ». Si on a choisi la commande à distance, on disposera de six stations préréglées, de l'accord manuel et de l'accord à distance. En l'absence de la commande à distance, sept stations plus le réglage manuel seront assurés.

Les touches de commande sont associées à des diodes électroluminescentes. Comme ces diodes sont alignées, nous les avons utilisées pour indiquer l'intensité du signal reçu. L'éclairement dû à l'indicateur de niveau RF sera faible ; par contre, pour les stations préré-

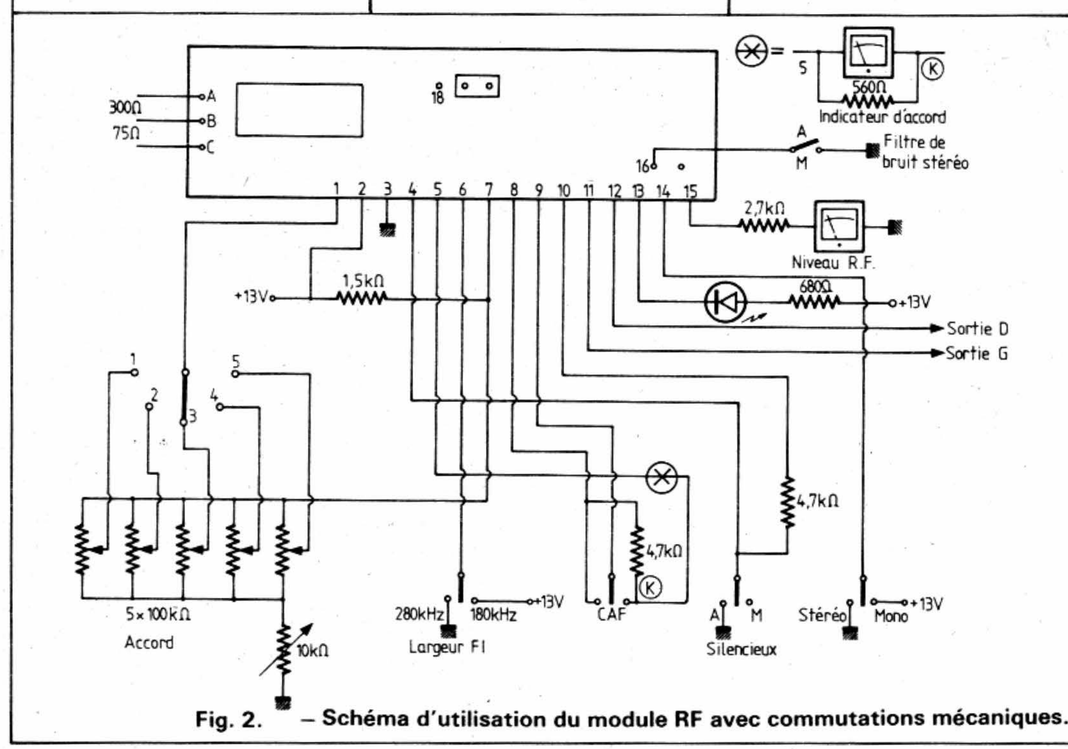


Fig. 2. – Schéma d'utilisation du module RF avec commutations mécaniques.

glées, nous aurons une surbrillance qui permettra de distinguer les deux fonctions. Cette technique de double emploi économise sept diodes LED ! Pour l'indication des stations, nous avons opté pour l'échelle de diodes électroluminescentes, une technique désormais classique qui permet de retrouver assez facilement ses stations même si l'on ne connaît pas leur fréquence. L'indication analogique des stations reste très pratique.

Les circuits intégrés utilisés pour cette fonction sont très connus. Il s'agit, en effet, de UAA 170, des circuits qui ont maintenant une dizaine d'années et qui ont été créés pour cette fonction. Trente diodes constituent l'échelle, la définition est suffisante ; pour un repérage plus précis, il conviendrait de passer au numérique... Nous avons également introduit un indicateur d'accord un peu spécial. Il utilise en effet une double diode électroluminescente comportant un élément rouge et un élément vert. Lorsque les deux brillent de la même intensité, la résultante donne une couleur orangée ; sinon, nous avons du vert ou du rouge. Avec cet indicateur, le vert et le rouge indiqueront un accord imparfait, le jaune l'accord exact. Nous avons également associé le module de stations préréglées à une paire de diodes électroluminescentes. Cette fois, il s'agit de faciliter l'accord des stations préréglées. Les potentiomètres d'accord disposent de curseurs qui, dans notre tuner, sont cachés. On ne sait donc pas où l'on en est. La technique que nous avons adoptée et qui, en fait, n'est pas originale, est la comparaison de la tension d'accord manuel et de la tension envoyée dans le tuner. Lorsque la tension d'accord sera identique pour le tuner et pour le potentiomètre d'accord manuel, nous aurons deux diodes allumées ; en cas de déséquilibre soit d'un côté, soit de l'autre, nous aurons une seule diode allumée. Le réglage consistera donc à allumer les deux diodes. Ainsi, on commencera par rechercher une station manuellement ; pour la mise en mémoire, on commutera le sélecteur de stations sur l'emplacement désiré ; il ne restera plus qu'à tourner le bouton de préréglage du potentiomètre dans le sens indiqué par les diodes pour obtenir l'accord. C'est simple et efficace.

L'indicateur de champ est un instrument de mesure à échelle de diodes. Nous en avons déjà parlé, mais nous y reviendrons plus en détail.

Le circuit de commutation statique se charge de mettre en ou hors service la commande automatique de fréquence et de sélectionner la réception en mono ou en stéréo. La commutation de la CAF est simple ; une diode indique que cette CAF est en service.

Pour la stéréo, nous renouvelons l'utilisation d'une diode bicolore et allumons une diode rouge en mono, une diode verte en stéréo et en présence d'une porteuse et, lorsque le tuner est en position d'attente et que la porteuse stéréo n'existe pas, c'est à l'orange que l'on attendra le passage au vert. C'est très logique, tout ça !

Là aussi, nous avons utilisé des commutations statiques qui permettront, éventuellement, une commande à distance.

Derrière le décodeur stéréophonique, nous avons installé un filtre réjecteur du 19 kHz. Ce filtre utilise une structure que l'on ne rencontre pratiquement jamais dans les tuners, malgré la réjection relativement importante offerte. Ici, on n'aura pas besoin d'inductances ; c'est ce que nous voulions.

Nous n'avons pas fait figurer sur ce schéma les éléments permettant la commande à distance. Nous aurons alors une liaison venant en parallèle sur les touches de présélection des stations, une tension de commande arrivant sur l'entrée de commande des varicaps, ainsi qu'une tension mettant en service ou coupant la commande automatique de fréquence.

L'alimentation

La figure 4 donne le schéma de l'alimentation. Ce schéma, on peut d'ailleurs le retrouver dans n'importe quelle fiche technique du circuit intégré. Ce circuit a la particularité d'avoir une tension de référence présente entre les bornes 1 et 3. Un simple pont diviseur permet donc de fixer le potentiel de la borne de référence, borne 1, ce qui définit la valeur de la tension de sortie. Le courant dans le pont est essentiellement constitué par celui venant de la tension de sortie, le courant délivré par la borne de référence étant limité à 100 μA environ. R_1 est traversé par la somme des courants venant de R_2 et du circuit intégré, R_2 est

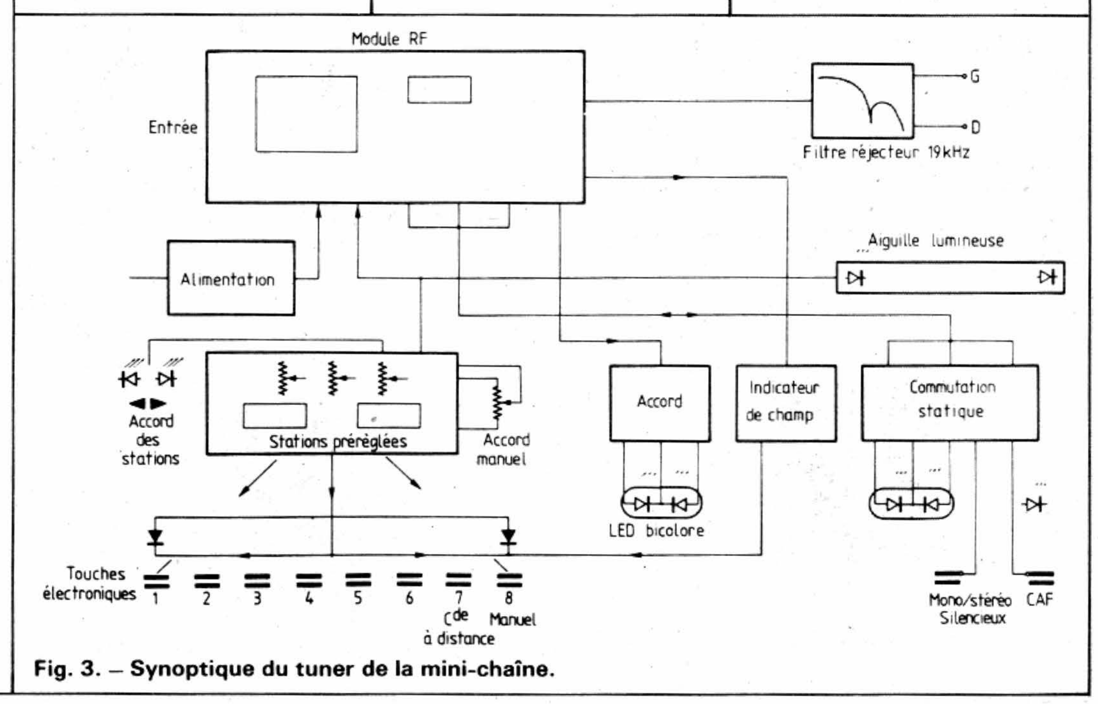


Fig. 3. – Synoptique du tuner de la mini-chaîne.

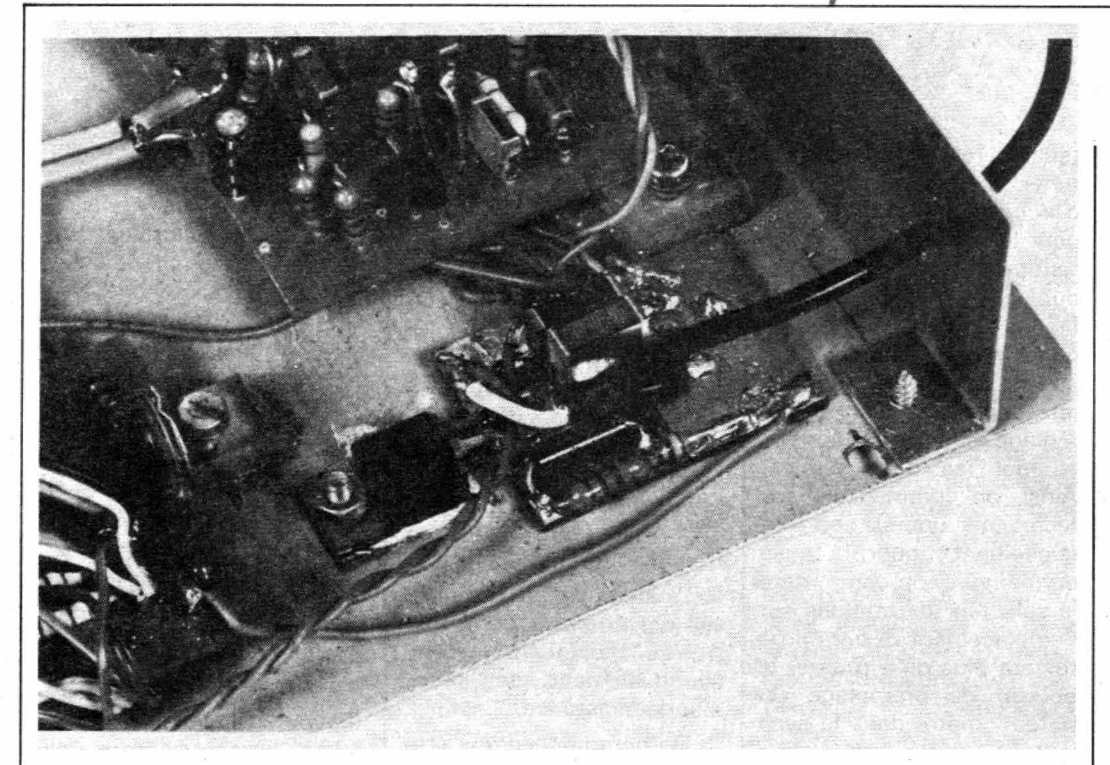


Photo B. – Câblage direct du module d'alimentation sur le cuivre du circuit imprimé. Le régulateur de tension se visse sur le châssis après interposition d'un isolateur.

traversé uniquement par le rapport U_{ref}/R, U_{ref} étant égal à 1,25 V nominal ; cette tension peut donc être comprise entre 1,2 et 1,3 V.

Pour disposer d'une tension de 13 V, nous avons été amené à introduire, en parallèle sur l'une des résistances, une autre résistance de valeur plus élevée. Cet ajustement aurait également pu être confié à un potentiomètre, mais la solution que nous avons choisie évite un éventuel déréglage.

Deux condensateurs, l'un en amont, l'autre en aval du régulateur, assurent la stabilité du montage.

La tension amont est donc prise dans le préamplificateur, sur le condensateur de l'alimentation positive.

La figure 5 propose un schéma d'alimentation simple qui se raccorde directement sur le module que nous proposons. Le transformateur a une tension secondaire de 15 V ; le redresseur est constitué de quatre diodes 1N 4001, ou intégré dans un boîtier DIL ou autre. Le condensateur de 470 µF suffit pour assurer le filtrage. Le module d'alimentation est câblé sur un circuit imprimé où les composants sont directement soudés sur le cuivre. Cette technique permet de coller directement le circuit imprimé sur le fond du châssis, tandis que le circuit intégré du régulateur sera plaqué contre le châssis avec interposition d'une rondelle isolante et éventuellement de graisse silicone.

La masse métallique du boîtier TO 220 est au potentiel de la sortie du régulateur, il faut donc l'isoler du châssis.

Le circuit imprimé et le câblage sont donnés sur les figures 6 et 7. On n'oubliera pas que les composants sont soudés côté cuivre. Nous avons utilisé une gravure anglaise laissant le maximum de cuivre ; inutile ici de pratiquer une gravure chimique, le circuit est trop simple. On peut aussi éventuellement câbler directement le circuit de régulation sans utiliser de circuit imprimé. Les condensateurs de découplage sont eux aussi soudés directement sur le cuivre. Attention en effectuant le pliage des pattes, si vous utilisez des condensateurs MKT de Siemens, les fils peuvent se dessouder ; en prenant quelques précautions, il est très possible de les ressouder... Il faut simplement faire vite. Le circuit intégré est soudé pattes à plat, sur le circuit imprimé. Si vous devez plier ses pattes, maintenez-les au niveau du boîtier ; sinon, l'époxy risque de s'effriter, et la liaison interne de se couper.

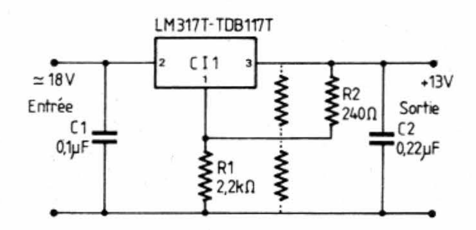


Fig. 4. – Schéma de principe du module d'alimentation.

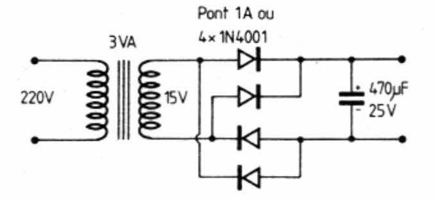


Fig. 5. – Schéma de principe du redressement à utiliser si le tuner n'est pas alimenté par le préamplificateur.



Fig. 6. – Circuit imprimé de l'alimentation.

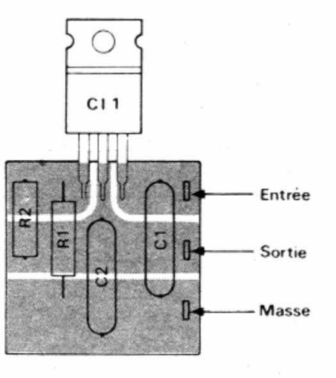


Fig. 7. – Implantation des composants de l'alimentation.

Sélecteur à « touch control »

Le sélecteur à « touch control » sert à sélectionner les stations préréglées. Il remplace en fait un commutateur à touches. Son schéma de principe est représenté sur la figure 8. Deux circuits intégrés sont utilisés ici, il s'agit des SAS 580 et SAS 590. Ces circuits permettent de sélectionner la station numéro 1 au moment de la mise sous tension. Nous aurons ici l'une des stations préréglées. On peut aussi, si on le désire, attribuer le réglage manuel à cette station. SAS 580 et SAS 590 sont des circuits pratiquement semblables. Si le SAS 580 peut travailler tout seul, le SAS 590 demande obligatoirement un SAS 580. Le SAS 580 commute automatiquement le potentiomètre P_1 à la mise sous tension de l'électronique. La tension du curseur du potentiomètre sélectionné se retrouve sur la borne 11 des circuits intégrés qui sont placés en parallèle.

Le SAS 580 se comporte, pour les tensions d'accord, comme un commutateur, mais à la différence de ce dernier, l'impédance de sortie vue sur la borne 11 est très basse. Nous avons en effet à l'intérieur des SAS 580 et SAS 590 des amplificateurs suiveurs commutés par des circuits logiques.

Les signaux de commande sont appliqués sur les bornes d'entrée ; ces bornes sont reliées aux touches sensibles par une résistance de 2,2 MΩ ; un condensateur, placé en parallèle sur l'entrée, ralentit la commande et évite ainsi une action par des parasites.

Les résistances placées en parallèle sur les entrées serviront à l'envoi des informations pour la commande à distance. Grâce à ces résistances, on bénéficie de l'effet de filtrage des condensateurs d'entrée.

En même temps que l'on commute la tension d'accord, des interrupteurs statiques, constitués de transistors à collecteur ouvert, permettent la commande de diodes électroluminescentes. Ces diodes LED seront placées en façade, au niveau des touches de commande. Des résistances limitent le courant traversant les diodes électroluminescentes.

La présence de transistors à collecteur ouvert permettra d'utiliser les diodes pour l'indication de niveau RF. Le circuit de commande de l'indicateur dispose, lui aussi, de sorties à collecteur ouvert. Les diodes seront allumées par les SAS ou par l'indicateur de niveau, et cela avec une intensité dictée par la valeur des résistances placées en série avec les diodes électroluminescentes.

On constitue en fait un circuit logique OU...

Les six potentiomètres P_1 à P_6 sont reliés aux entrées de tension du commutateur ; un septième potentiomètre est représenté en pointillé ; on le mettra sur le circuit imprimé si l'on ne désire pas disposer de la commande à distance des stations.

On s'étonnera peut-être de ne pas avoir de 8e diode LED pour signaler que l'on est passé en réglage manuel, mais cette diode est inutile, car si toutes les diodes sont éteintes, c'est que l'accord manuel est en service.

Le dispositif d'assistance d'accord est représenté sur la droite du schéma. Nous avons ici la base de T_2 reliée au curseur du potentiomètre d'accord, tandis que la base de T_1 l'est à la tension de sortie des SAS 580 et SAS 590.

Les deux transistors sont montés en amplificateur différentiel. Lorsque l'équilibre est atteint, les deux transistors sont traversés par un courant identique, T_4 et T_3 conduisent et les deux diodes LED sont allumées. En cas de déséquilibre, seule l'une des deux diodes reste allumée ; celle qui est éteinte indique dans quel sens tourner les potentiomètres d'accord pour obtenir l'équilibre.

Ce dispositif d'assistance est simple, mais il présente un défaut. En effet, lorsque la fréquence devient trop élevée, la tension d'accord augmente, et l'amplificateur différentiel n'est plus en mesure d'assurer sa fonction. L'impossibilité de fonctionnement se situe aux fréquences les plus hautes ; là où il n'y a pratiquement pas de station, cet inconvénient est donc mineur. Un potentiomètre-ajustable est installé dans la résistance « de pied » du diviseur du réseau potentiométrique d'accord. Cette résistance servira à régler la tension minimale d'accord, celle correspondant à la fréquence la plus basse. On bénéficiera alors de toute la course des potentiomètres d'accord ; c'est plus important pour l'accord manuel que pour les autres potentiomètres qui ont bénéficié d'une démultiplication importante.

Le circuit imprimé de cette section est donné sur

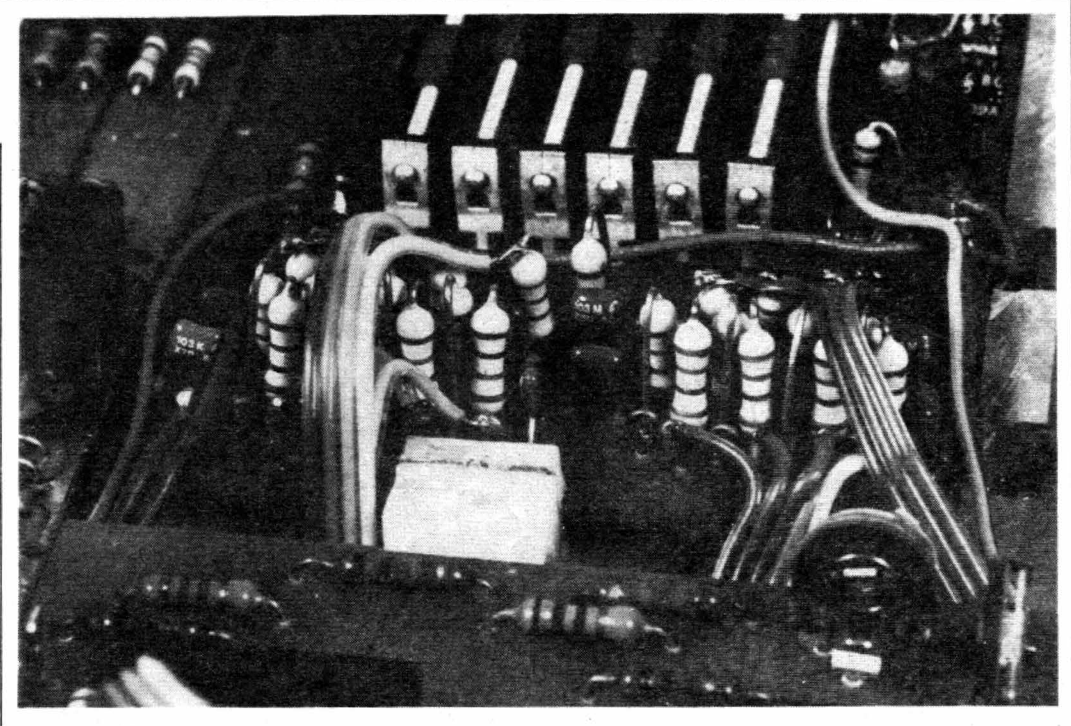


Photo C. – Le module de sélection des stations. On voit ici le câblage des diodes au sommet des résistances, ce n'est pas très mécanique ! Au moins, l'accès du fer à souder est facile.

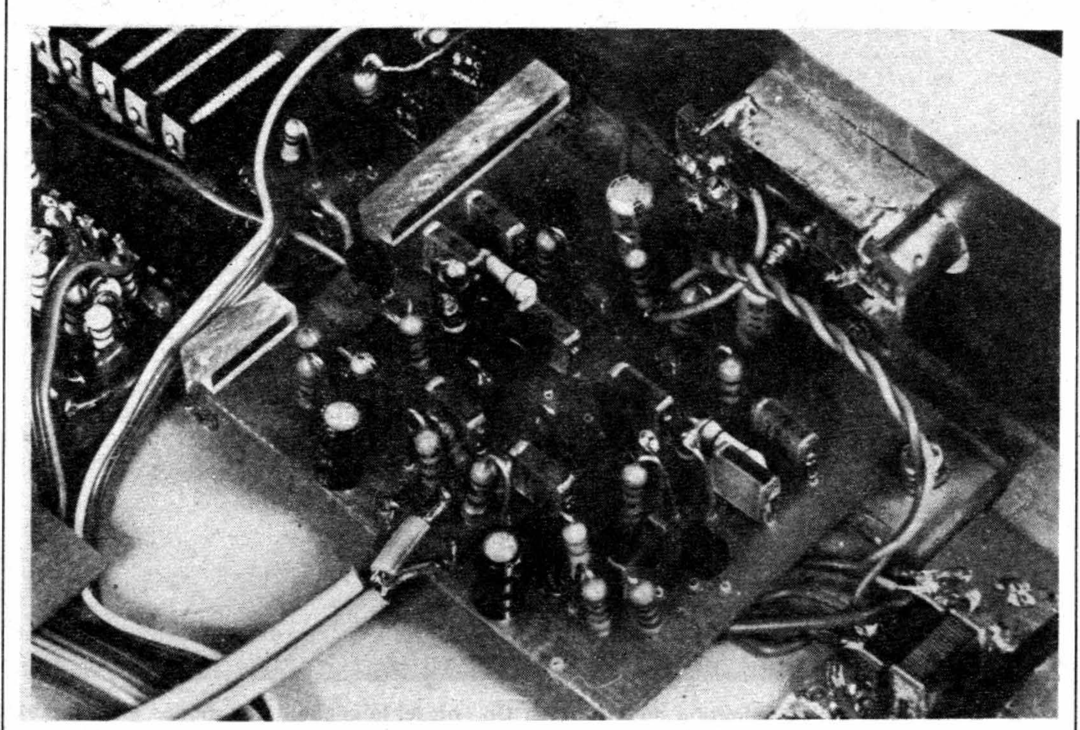


Photo D. – Fixation du circuit imprimé sur deux glissières taillées dans la masse. Les sorties A.F. sont laissées à votre discrétion, pourquoi pas un câble double ?

la figure 9, tandis que l'implantation des composants est donnée sur la figure 10. Les potentiomètres sont des modèles spéciaux pour accord. Nous vous donnons une référence avec courbe adaptée à celle de variation propre aux diodes varicap ; une courbe linéaire convien-dra également. Un emplacement a été laissé libre pour un 7e potentiomètre.

Nous vous proposons ici un circuit classique dont le dessin est adapté à la gravure chimique. Faites attention à la taille des pastilles, elles doivent être aussi grandes que possible de façon que le cuivre tienne suffisamment à l'époxy.

Il y a ici un détail que nous devons signaler. Les résistances de 820 Ω qui vont limiter le courant des diodes électroluminescentes sont montées verticalement sur le circuit imprimé. L'extrémité supérieure est laissée libre. Les fils allant vers la façade aboutiront directement dessus. Si cette méthode peut être jugée peu technique, elle simplifie beaucoup le câblage car, dans cette zone, arrivent pas mal de fils.

Revenons un peu sur la méthode de fabrication du circuit imprimé. Nous avons, suivant une habitude qui nous est chère, utilisé une gravure mécanique du circuit imprimé.

Fig. 8. – Schéma de principe du module de sélection des stations préréglées.

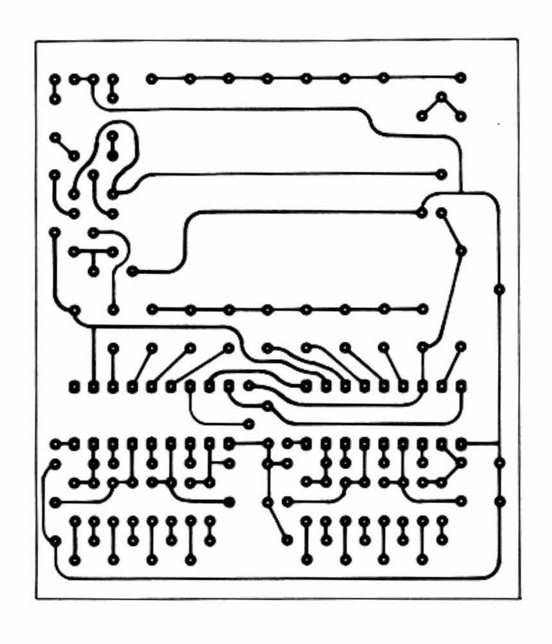


Fig. 9. – **Circuit imprimé du module de sélection des stations préréglées.**

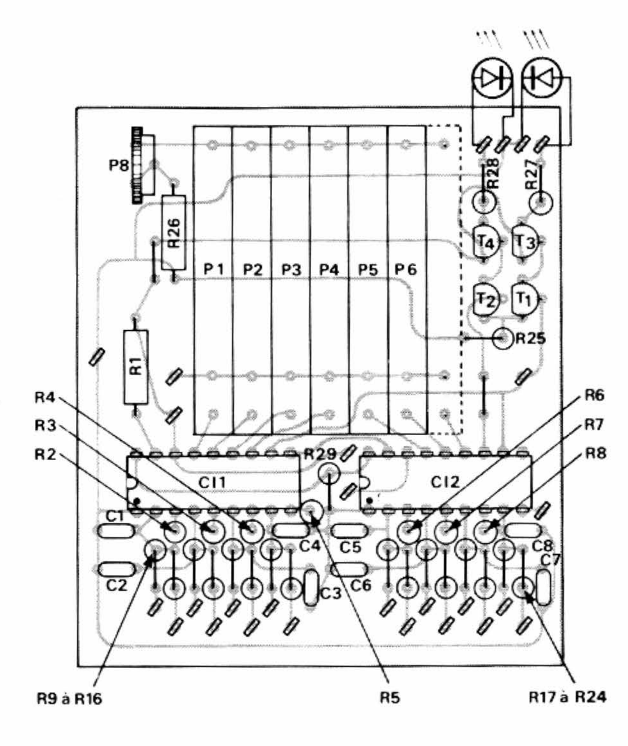
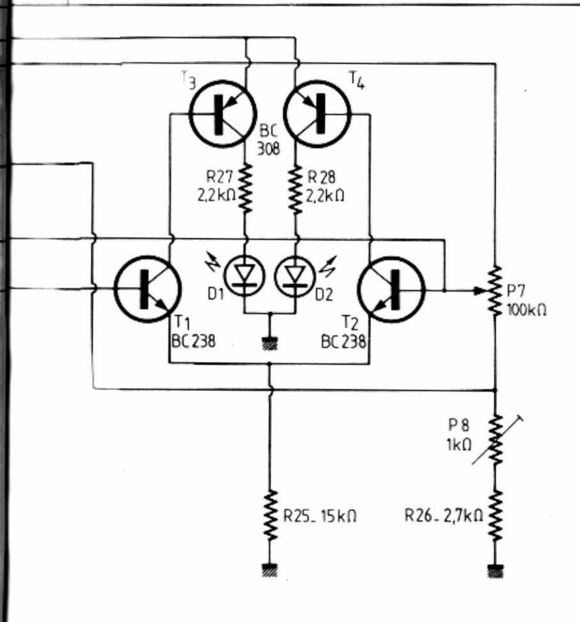


Fig. 10. – **Implantation des composants du module des stations préréglées.**



Cette gravure est assistée par une machine que nous avions décrite dans les colonnes de la revue, en juillet 1982, et qui nous donne toute satisfaction, en particulier pour la confection de petites pièces de fixation des circuits imprimés ou pour la réalisation des façades.

Précisons que vous pouvez extrapoler le circuit en gravure anglaise du circuit donné ici. En effet, pour obtenir un circuit où les conducteurs soient séparés par des zones isolantes étroites, il suffit de faire passer la fraise entre les conducteurs représentés ici. Inutile ici de suivre le tracé de chaque conducteur ; on essayera tout de même d'avoir une surface de masse relativement importante. Cette surface pourra servir de blindage ; on peut aussi l'utiliser pour des modifications ultérieures.

Attention, lors du câblage, on n'installera pas tout de suite les diodes LED D_1 et D_2 ; ces diodes doivent passer au travers de la face arrière pour être visibles, il est donc préférable d'attendre pour leur mise en place définitive que la face arrière soit usinée. Nous avons utilisé pour ces diodes LED des diodes triangulaires qui, ici, permettent d'indiquer le sens de rotation des potentiomètres. Elles ne sont pas indispensables. Deux modèles cylindriques feront parfaitement l'affaire ; elles seront peut-être moins originales, mais elles seront moins chères et aussi efficaces.

Ces diodes LED de forme spéciale sont pourtant intéressantes dans un cas comme celui-là, lorsqu'il y a une direction à indiquer.

(à suivre)

E. LEMERY

programmable ; PSET qui permet de positionner un point sur l'écran, etc.

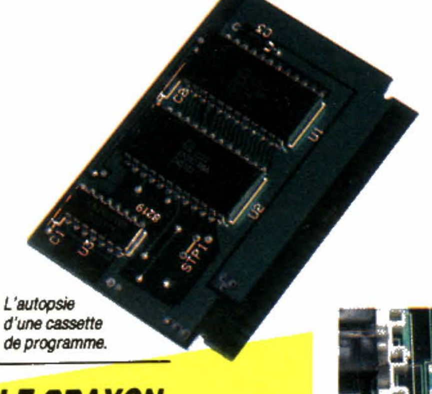
Par ailleurs, le petit livre « Initiation au Basic TO 7 » qui accompagne l'appareil permet de se familiariser très vite avec le maniement de celui-ci, ce qui contribue à en augmenter l'agrément.
En résumé donc, un bon point pour le Basic (Microsoft, hélas ! Nous aurions préféré que ce soit aussi Thomson) et un bon point pour les possibilités alphanumériques, semi-graphiques et couleur.

ET LES CASSETTES ?

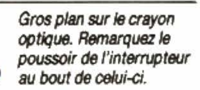
Qui dit micro-ordinateur dit moyen de sauvegarder ses programmes et tous les micro-ordinateurs du marché font pour cela appel à des magnétophones à cassettes audio quelconques en attendant les lecteurs de disquettes. L'avantage évident de cette méthode est qu'elle ne nécessite que très rarement un investissement supplémentaire puisque quasiment tout le monde possède ce genre de boîte à musique. Même si ce n'est pas le cas, le premier super-marché du coin vous vendra pour 200 F une camelotte qui, à défaut d'enregistrer valablement la musique, ira très bien pour vos programmes.

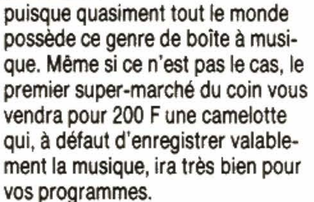
Cette solution n'est malheureusement pas celle adoptée par Thomson puisque le TO 7 nécessite en effet un magnétophone spécial pour l'enregistrement et la restitution de vos programmes sur cassettes. Ce magnétophone emploie, bien sûr, des cassettes audio ordinaires mais il est par contre spécial.

Si cette solution peut se défendre techniquement et présente l'avantage de pouvoir télécommander la mise en marche et l'arrêt du magnétophone depuis le TO 7, nous ne sommes pas d'accord financièrement parlant. Cet appareil est en effet vendu aux alentours de 700 francs ! Pensant que ce prix était justifié par une haute technicité, nous nous sommes procuré le schéma de cet appareil sur lequel, oh ! surprise, nous avons dénombré 11 transistors et 1 circuit intégré très ordinaires. Nous trouvons donc un peu malhonnêtes les publicités présentant le TO 7 avec le prix de l'appareil seul puisque, pour pouvoir l'utiliser, vous serez obligé de lui adjoindre ce magnétophone à 700 francs. Ce « supplément » n'est pas négligeable, surtout pour le petit budget d'un jeune par exemple.



L'autopsie d'une cassette de programme.





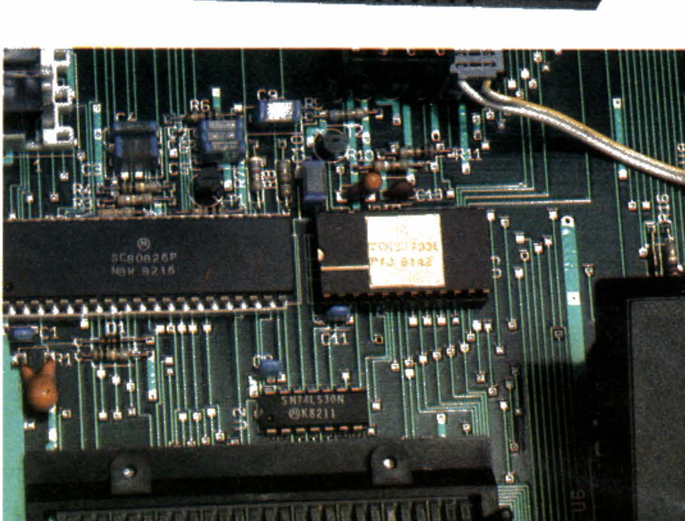
Gros plan sur le crayon optique. Remarquez le poussoir de l'interrupteur au bout de celui-ci.

LE CRAYON OPTIQUE

Si vous ne le savez pas encore, apprenez que cet ustensile, qui revêt la forme d'un crayon, permet de désigner un point sur l'écran en y appuyant son extrémité. Le programme qui pilote le crayon prend alors en compte les décisions nécessaires.
Celui du TO 7 est agréable d'emploi, côté programmation, en raison des instructions Basic prévues pour ce faire. Des petits exemples de programmes sont d'ailleurs fournis dans le manuel pour vous initier à leur manipulation.
Lors de la mise sous tension du TO 7, une figure de réglage permet au TO 7 d'ajuster automatiquement des paramètres internes du crayon optique en fonction de votre téléviseur ; c'est une bonne idée.
Pour être francs, nous avons été un peu déçus par ce crayon qui, s'il fonctionne bien, demande tout de même, selon les couleurs choisies, une très forte luminosité de l'écran. Comme, lorsque l'on se sert d'un tel dispositif, on est forcément très près de l'écran, cette luminosité intense devient vite désagréable. Une petite retouche, si elle est possible, serait peut-être à faire du côté de la circuiterie associée au phototransistor du crayon ; cela en augmenterait l'intérêt de façon très importante, car c'est un accessoire pratique, nous le répétons.

LA TECHNIQUE

Nous avons bien entendu démonté l'appareil et examiné celui-ci avec beaucoup de soin (et là vous pouvez nous croire, l'auteur de ce banc d'essai est aussi l'auteur de la série « Réalisez votre ordinateur individuel » !). Le TO 7 est équipé, contrairement à de nombreux appareils du marché, du microprocesseur 6809 de Motorola ou Thomson-Efcis. Ce choix, pour excellent qu'il soit, devra cependant être justifié par la fourniture de logiciels pour cet appareil. En effet, la presse spécialisée est assez pauvre en programmes en langage machine pour le 6809. Bien sûr, si vous travaillez en Basic, cela ne vous concerne pas puisque le Basic Microsoft utilisé est un standard en la matière. La conception est classique et fait appel à un grand circuit imprimé supportant tous les composants sauf l'alimentation qui se trouve sur un petit circuit rapporté par-dessus. La taille et la forme du boîtier justifient cette méthode de montage.
Des circuits d'interface classiques de la famille 6800-6809 sont utilisés ; par contre, la partie visualisation alphanumérique et semi-graphique couleur ne fait appel à aucun circuit spécialisé et est réalisée en circuits TTL classiques. Ici encore nous ne comprenons pas. En effet, Thomson fabrique d'excellents circuits processeurs de visualisation tel le couple EF 9340 et EF 9341 dont les possibilités sont identiques à peu de choses près à celles du TO 7. Pourquoi ne pas avoir utilisé ceux-ci, ce qui aurait conduit à une diminution du nombre de circuits intégrés sur le circuit imprimé de base ? Et, même si cela n'avait pas contribué à réduire les coûts, au moins cela aurait-il accru la fiabilité de l'ensemble.
Hormis ces quelques remarques, le schéma est assez classique. De l'examen de celui-ci, nous avons pu déterminer que les boîtiers d'extension RAM seraient assez simples puisque la circuiterie de rafraîchissement de celles-ci est déjà prévue dans le TO 7. Nous souhaitons donc que leur prix soit en conséquence.



Gros plan sur le connecteur de la cassette de programmes ; ici non plus point de dorure.

CONCLUSION

Pour son premier pas dans le domaine de la micro-informatique grand public, nous estimons que Thomson ne s'en est pas trop mal sorti. Bien sûr, l'expérience ne s'acquiert qu'avec le temps et pas seulement en regardant ce que font les autres.
Cet appareil comporte des points positifs, au niveau de la qualité de sa visualisation, des facilités de manipulation de celle-ci par le très bon Basic associé et de son crayon optique. Il comporte aussi certaines lacunes que l'on pardonnerait plus volontiers si le TO 7 était moins cher. Souhaitons que les nombreuses extensions annoncées pour cet appareil contribuent à l'améliorer et, surtout, qu'elles ne tardent pas trop à être mises sur le marché pour ne pas décevoir les personnes ayant choisi d'acheter français par une trop longue attente.
Souhaitons aussi que de nombreux logiciels voient le jour pour cet appareil : une machine, aussi belle soit-elle, ne valant que ce que vaut son logiciel, tant en qualité qu'en diversité.
C. TAVERNIER

Réalisez votre ordinateur individuel

Les sous-programmes du dos

LA CARTE DE PROGRAMMATION DE PROM

COMME promis le mois dernier et comme confirmé par les sous-titres de cet article, nous allons terminer aujourd'hui l'étude des sous-programmes du DOS que vous pouvez utiliser et nous aborderons ensuite la description de la carte de programmation de PROM dont nous avons déjà un peu parlé dans nos précédents numéros.

L'étude des sous-programmes du DOS va être consacrée à la partie la plus complexe de celui-ci, à savoir le FMS (File Management System) ou système de gestion des fichiers. Cette complexité ne doit pas vous faire peur. En effet, elle se situe au niveau du FMS lui-même et ne vous concerne pas puisque, comme vous allez le constater, les fonctions que vous offre le FMS sont très puissantes et simples d'emploi.

Même si vous ne faites pas de programmation en langage machine, nous vous incitons à lire ce qui suit car vous y trouverez des informations intéressantes sur le contenu d'une disquette et la manière dont celle-ci est gérée, ce qui vous fera d'autant plus apprécier le DOS ensuite, lorsque vous vous rendrez compte de tout ce qu'il fait « tout seul ».

Principes généraux

Le FMS, comme nous l'avons dit le mois dernier, est un sous-ensemble du DOS dont la fonction est d'assurer la gestion des fichiers sur la disquette. En quoi consiste cette gestion ? En plusieurs choses toutes simples en apparence mais qui le sont moins lorsque l'on y réfléchit un peu. Il faut tout d'abord savoir que le DOS alloue de la place à un fichier sur disquette de manière dynamique ; c'est-à-dire que, lorsque vous demandez à stocker un fichier sur disquette, le DOS n'a aucune idée préconçue de sa taille et met donc à votre disposition autant de secteurs de la disquette qu'il sera nécessaire pour stocker le fichier dans la limite, bien sûr, du nombre total de secteurs disponibles sur celle-ci.

Comme si cela ne suffisait pas, le DOS libère tous les secteurs occupés par un fichier lorsque vous ordonnez l'effacement de celui-ci. Ces secteurs deviennent alors disponibles pour un autre emploi. Cette façon de faire implique que les secteurs d'un même fichier soient liés entre eux de façon que les secteurs récupérés à droite et à gauche sur une disquette lors de l'effacement de fichiers soient utilisables pour d'autres fichiers de taille pas forcément identique. Tous les secteurs d'un même fichier sont donc liés entre eux, ce lien étant fait et géré automatiquement par le FMS sans que vous ayez à vous en soucier.

Le FMS sait donc créer un fichier sur disquette, l'effacer et libérer les secteurs ainsi récupérés ; de plus, il assure la mise à jour et le suivi du contenu du répertoire des fichiers de la disquette (ce que vous visualisez lors d'un CAT ou, mieux, d'un DIR) sans que vous ayez à vous soucier de quoi que ce soit. Eh bien, la constitution de ce FMS est faite de telle manière qu'à partir de vos programmes vous pouvez activer quasiment toutes ses fonctions et, de ce fait, faire ce que vous voulez des disquettes.

L'appel du FMS

Contrairement aux sous-programmes vus le mois dernier, le FMS ne dispose pas de multiples points d'entrées selon la fonction à accomplir. Il s'appelle toujours par un JSR ou un LBSR à une seule et même adresse après avoir positionné au préalable deux paramètres. Le premier de ces paramètres est le FCB (File Control Bloc) ou bloc de contrôle d'un fichier. Ce FCB est une zone mémoire que vous pouvez définir où vous voulez (il vous suffira de dire au FMS où elle se trouve) et qui contient toutes les informations relatives à un fichier existant (dans le cas d'une lecture sur la disquette) ou à créer (dans le cas d'une écriture sur la disquette).

Ce FCB joue un deuxième rôle vis-à-vis du FMS. En effet, le premier octet mémoire du FCB contient un code qui indique au FMS quelle fonction il va devoir exécuter. Ceci étant précisé, l'appel du FMS se fait de la façon suivante : l'on prépare un FCB quelque part en mémoire, compte tenu du fichier sur lequel on veut travailler, on place dans son premier octet le code de la fonction que l'on souhaite voir accomplir par le FMS, on place dans l'index X l'adresse de ce premier octet du FCB et l'on fait ensuite un JSR ou un LBSR à l'adresse D406 qui est le seul point d'entrée du FMS (sauf un ou deux cas particuliers décrits ci-après en temps utile).

Nous allons donc commencer cette étude par une présentation du contenu du FCB qu'il est indispensable de connaître si l'on veut pouvoir manipuler des fichiers à loisir.

Structure du FCB

Un FCB est donc, comme nous l'avons dit, une zone de RAM dont l'emplacement en mémoire peut être quelconque au sein de vos programmes. Ce FCB occupe 320 octets, et chaque FCB est relatif à un fichier donné. Cela signifie, en d'autres termes, qu'il vous faudra autant de FCB en mémoire que de fichiers ouverts simultanément. Par contre, après la fermeture d'un fichier, l'emplacement de son FCB peut être utilisé pour un autre FCB. Comme nous allons le voir, certains octets d'un FCB ont une signification particulière compte tenu de la fonction que vous souhaitez accomplir ; d'autres sont, par contre, sans signification particulière pour certaines fonctions. Vous n'avez pas à vous soucier de ces derniers et, lorsque vous préparez le contenu d'un FCB, vous n'avez à positionner que les octets qui vous intéressent ; les autres seront automatiquement ignorés ou initialisés par le FMS selon ses besoins.

Nous allons maintenant voir la fonction des divers octets du FCB (rassurez-vous, on ne

va pas passer les 320 octets en revue un par un !) que nous allons repérer de la façon suivante. Le premier octet sera l'octet 0, le deuxième l'octet 1 et ainsi de suite. Cela correspond au déplacement que vous utiliserez en adressage indexé lorsque vous voudrez atteindre un octet du FCB (l'index X pointant sur le premier octet du FCB lors de l'appel du FMS).

– Octet 0 : il contient le code de la fonction que va devoir exécuter le FMS ; il doit impérativement être positionné avant d'appeler le FMS. La liste des codes est indiquée dans le paragraphe consacré au FMS proprement dit.

– Octet 1 (indicateur d'erreur) : si une erreur a été décelée par le FMS lors de l'exécution de la fonction demandée, le code de l'erreur est placé dans cet octet par le FMS, et le bit Z du registre d'état du 6809 est positionné à 0 indiquant qu'une erreur a eu lieu (au moyen d'un test avec un BNE ou un BEQ au retour du FMS). Le code de l'erreur est analogue à celui des erreurs du DOS que nous avons présenté dans notre précédent numéro, lors de la description du sous-programme RPTERR.

– Octet 2 (indicateur d'activité) : ce bit est positionné à 1 si le fichier est ouvert en lecture et à 2 (10 en binaire !) si le fichier est ouvert en écriture. Ce bit est testé par certaines fonctions du FMS et peut générer des erreurs si des fonctions incompatibles avec l'état du fichier sont demandées.

– Octets 3 à 14 (nom complet du fichier) : ces octets contiennent le nom complet du fichier dans l'ordre numéro de lecteur, nom du fichier, extension. Le nom doit suivre immédiatement le numéro de lecteur. S'il fait moins de 8 caractères de long, les caractères « manquants » sont laissés à 0. L'extension doit suivre immédiatement le nom considéré comme faisant 8 caractères. En d'autres termes, l'extension commence à l'octet 12 quelle que soit la longueur du nom du fichier. Si le nom de l'extension comporte moins de 3 caractères, les caractères « manquants » sont à laisser à 00.

– Octet 15 (attribut du fichier) : 4 bits seulement sont utilisés dans cet octet et servent à indiquer les protections dont bénéficie le fichier. Un bit à 1 signifie que la protection est activée. Le bit 7 correspond à la protection en écriture, le bit 6 à celle en effacement, le bit 5 à la protection en lecture et le bit 4 à la protection vis-à-vis du catalogue. Les autres bits de cet octet doivent rester à 0.

– Octet 16 (réservé) : n'est pas utilisé.

– Octets 17 à 18 (adresse de début sur le disque) : ces deux octets contiennent le numéro de piste et le numéro de secteur du premier secteur du fichier.

– Octets 19 à 20 (adresse de fin sur le disque) : ces deux octets contiennent le numéro de piste et le numéro de secteur du dernier secteur du fichier.

– Octets 21 et 22 (taille du fichier) : ces deux octets contiennent, sous forme d'un mot de 16 bits, le nombre de secteurs du fichier.

– Octet 23 (indicateur de fichiers à accès aléatoire) : si cet octet est non nul (généralement, il est positionné à 02 dans ce cas), le fichier est à accès aléatoire et contient une table des secteurs.

– Octet 24 (réservé) : n'est pas utilisé.

– Octets 25 à 27 (date de création du fichier) : ces trois octets contiennent la date de création du fichier. Le premier contient le mois, le second le jour, et le troisième l'année sous forme des unités et des dizaines seulement (celle-ci étant censée commencer par 19).

– Octets 28 et 29 (pointeur du FCB suivant) : tous les FCB ouverts pour une lecture ou une écriture à un instant donné sont liés entre eux au moyen de ces deux octets. Ceux-ci contiennent l'adresse de ces mêmes deux octets du FCB suivant. Si ce FCB est le dernier, ces deux octets sont nuls. Le premier FCB est pointé par le pointeur de base du FCB (voir ci-après).

– Octets 30 et 31 (position courante) : ces deux octets contiennent le numéro de piste et de secteur du secteur se trouvant dans la partie « données » du FCB. Si le fichier est ouvert en écriture, le secteur repéré par ces deux octets est celui qui est dans la partie « données » du FCB et qui va être écrit sur le disque.

– Octets 32 et 33 (numéro d'enregistrement) : ces deux octets contiennent le numéro logique du secteur contenu dans la partie « données » du FCB. Ce numéro logique est relatif au début du fichier ; ainsi le dixième secteur sera repéré par le numéro 9 (même méthode que cette présentation des octets du FCB).

– Octet 34 (pointeur de donnée) : cet octet contient l'adresse du prochain octet à lire ou à écrire dans le secteur en cours. Cette adresse est relative par rapport au début d'un secteur et est gérée automatiquement par le FMS. Aucun programme utilisateur n'a à exploiter cet octet.

– Octet 35 (pointeur de fichier aléatoire) : cet octet repère, dans un fichier à accès aléatoire, la position d'un octet par rapport au début du secteur.

– Octets 36 à 46 (nom du buffer de travail) : ces octets sont utilisés en interne par le FMS pour y ranger de manière temporaire des noms de fichiers ; ils ne doivent pas être exploités par un programme utilisateur.

– Octets 47 à 49 (adresse courante dans le répertoire des fichiers) : ces trois octets sont utilisés si le FCB est exploité pour travailler sur le répertoire des fichiers d'une disquette. Ils contiennent le numéro de piste, le numéro de secteur et l'index par rapport au début du secteur du premier caractère des informations contenues dans la partie « répertoire des fichiers » du FCB. Cette partie « répertoire des fichiers » est celle qui contient le nom, la taille, les adresses de début et de fin du fichier, etc., comme présenté ci-avant. En d'autres termes, ces trois octets indiquent à quel emplacement du répertoire des fichiers se trouvent les informations relatives au fichier concerné par ce FCB.

– Octets 50 à 52 (utilisés en interne par le FMS) : ne pas utiliser.

– Octets 53 à 63 (nouveau nom de fichier) : c'est dans ces octets que votre programme doit ranger le nouveau nom qu'il souhaite donner au fichier repéré par le FCB si un changement de nom est désiré. Ce nom doit être formaté comme indiqué ci-avant pour les octets 4 à 14.

– Octet 59 (compression d'espace) : cet octet indique au FMS s'il doit ou non compresser les espaces. En effet, pour réduire la place occupée sur le disque par certains fichiers texte, les espaces (code ASCII 20) multiples sont réduits à un seul espace assorti d'un nombre indiquant le nombre réel d'espaces initial ; l'on peut ainsi gagner une place substantielle, surtout pour des fichiers contenant de nombreux tableaux, par exemple.

L'intégrité du texte mémorisé n'est pas modifiée puisque, à la lecture du fichier, le FMS teste cet octet et, si la compression a été utilisée, il fait le nécessaire pour remettre les espaces en place lors de la lecture du fichier. Cet octet est à 00 lorsque la compression doit avoir lieu et à FF lorsqu'elle ne doit pas avoir lieu. Lorsque la compression est activée et si vous lisez cet octet à n'importe quel moment, son contenu peut être différent de 00 car il indique alors le dernier nombre d'espaces compressés. Il est bien évident qu'un fichier stocké avec compression d'espace doit être relu dans les mêmes conditions, sinon sa présentation laissera quelque peu à désirer. Il est tout aussi évident qu'un fichier binaire ne doit pas être utilisé avec compression d'espace car cela n'a plus aucune signification et conduirait à rendre le contenu du fichier sans signification.

– Octets 64 à 319 (buffer du secteur) : ces 256 octets contiennent le secteur qui vient d'être lu ou qui va être écrit. Les 4 premiers octets sont réservés pour le système et les 252 suivants sont les données effectivement contenues dans le secteur. C'est cette partie du FCB que nous appelons aussi dans cet article « zone de données » du FCB puisque c'est elle qui contient effectivement les données d'un secteur du disque.

Cette présentation du FCB étant vue, et vous ayant peut-

être un peu impressionnés, vu le nombre d'informations contenues dans celui-ci, nous allons parler des points d'entrée du FMS et des fonctions que celui-ci sait exécuter, puis nous vous donnerons un exemple d'utilisation sur lequel vous constaterez qu'en fait l'on se soucie fort peu du contenu du FCB qui, pour la majeure partie, est géré automatiquement par le FMS.

Les points d'entrée du FMS

Le premier point d'entrée est en D400 et correspond à l'initialisation du FMS. Ce point d'entrée est à usage exclusif du DOS et vous ne devez en aucun cas y faire appel, sous peine de détruire un ou plusieurs fichiers, voire, si vous avez de la chance, la disquette complète...

Le deuxième point d'entrée est en D403 et, bien que vous puissiez l'utiliser, il est déconseillé pour les raisons que nous allons voir. Ce point d'entrée est normalement utilisé par le DOS pour fermer tout fichier ouvert suite à l'exécution d'une commande du FMS. Vos programmes peuvent aussi entrer en ce point mais, en cas d'erreur sur un fichier, les fichiers suivants ne seront pas fermés, le FMS terminant prématurément la commande dans ce cas. Il est préférable de fermer chaque fichier après usage au moyen de la commande adéquate et du point d'entrée normal du FMS décrit ci-après. Si vous désirez toutefois utiliser ce point d'entrée, sachez qu'il s'appelle par un JSR ou LBSR comme un sous-programme. En sortie de celui-ci, le bit Z du CCR du 6809 est mis à 1 en l'absence d'erreur et à 0 si une erreur a été décelée ; dans ce dernier cas l'index X pointe sur le FCB dont le fichier a causé l'erreur.

Le troisième point d'entrée du FMS, qui est le seul que vous ayez normalement à utiliser, est en D406. Il permet d'activer toutes les commandes du FMS qui vont être décrites ci-après. L'entrée se passe de la façon suivante : le code de la fonction à exécuter est placé dans le premier octet du FCB sur lequel vous allez travailler ; l'adresse du premier octet de ce FCB est placée dans l'index X et l'entrée peut alors se faire par un JSR ou LBSR en D406. Si aucune erreur n'est décelée suite à l'exécution de la commande demandée, le bit Z du CCR du 6809 est mis à 1. Dans le cas contraire, il est mis à 0 et l'octet indicateur d'erreur du FCB (octet 1) contient le numéro de code de l'erreur décelée. Les registres B, X, Y et U sont préservés quelle que soit la fonction demandée au FMS. Cela signifie, entre autres choses, qu'en fin d'exécution de commande X pointe toujours sur le premier octet du FCB utilisé puisqu'il devait nécessairement y pointer lors de l'appel du FMS.

Trois autres adresses sont importantes à connaître pour pouvoir utiliser le FMS complètement :

– D409 et D40A contiennent l'adresse du pointeur de FCB du premier FCB ainsi, que nous l'avons évoqué ci-avant au niveau de la description des octets 28 et 29. Le contenu de ces octets est géré par le FMS et vos programmes ne doivent pas le modifier. Ils peuvent, par contre, lire celui-ci pour savoir comment sont chaînés les FCB. Si le contenu de ces octets est nul, cela signifie qu'aucun fichier n'est ouvert en lecture ou en écriture.

– D40B et D40C contiennent l'adresse du premier octet du dernier FCB exploité par le FMS.

– D435 est l'indicateur de vérification. Si son contenu est non nul, le FMS va vérifier chaque secteur écrit sur le disque en en effectuant une relecture immédiate (même principe que ce que l'on active au moyen de la commande VERIFY du DOS). Si le contenu de D435 est nul, cette vérification n'a pas lieu. La valeur prise par défaut est non nulle et, sauf si vous êtes vraiment pressé, nous vous déconseillons de supprimer la vérification qui est une excellente sécurité vis-à-vis des quelques défauts que peuvent avoir les disquettes.

Les fonctions du FMS

Nous allons maintenant examiner toutes les fonctions que peut exécuter le FMS. Celles-ci sont classées par numéro de code croissant. Nous vous rappelons que ce numéro de code doit être placé dans le premier octet du FCB avant tout appel au FMS. Par ailleurs, nous allons vous donner, non pas pour chaque fonction mais au moins pour les plus importantes, un petit exemple de programme d'appel et d'utilisation.

– Fonction 0 (lecture/écriture du prochain caractère) : si le fichier est ouvert en lecture, un caractère y est lu et est placé dans l'accumulateur A. Si le fichier est ouvert en écriture, le caractère contenu dans A est placé dans le fichier. L'octet 34 du FCB est automatiquement incrémenté d'une unité à chaque appel de cette fonction, et il ne vous est pas nécessaire de vous en soucier. Lorsque vous cherchez à lire dans un fichier dont toutes les données ont été lues, une erreur « fin de fichier » est générée. Cette fonction ne modifie pas le code de fonction contenu dans le premier octet du FCB, autorisant ainsi des appels successifs de celle-ci sans avoir à réinitialiser quoi que ce soit. Un exemple d'utilisation de cette fonction est donné en figure 1. Le JSR FMS qui apparaît sur ces listings (et sur les suivants) signifie, bien sûr, un JSR en D406.

– Fonction 1, ouverture en lecture : le fichier spécifié dans le FCB choisi est ouvert en lecture. Si le fichier n'est pas trouvé, l'erreur correspondante est générée. Les seules parties du FMS à prépositionner avant l'appel de cette fonction sont celles relatives au nom complet du fichier (numéro de lecteur, nom, extension). Les autres parties du FCB sont initialisées automatiquement par le FMS. L'indicateur de compression d'espace est mis à 0 par le FMS, ce qui suppose la lecture d'un fichier texte. Si vous souhaitez lire un fichier binaire, il vous sera nécessaire, au sortir de cette fonction, de mettre cet octet à FF. Lors de

```
Fonction 0 en lecture :
-----------------------

 LDX #FCB
 JSR FMS
 BNE ERREUR

Le caractère lu se trouve dans A

Fonction 0 en écriture :
------------------------

 LDA CARAC
 LDX #FCB
 JSR FMS
 BNE ERREUR
```

Fig. 1. – Exemples d'utilisation de la fonction 0.

```
 LDX #FCB
Mise en place des paramètres adéquats dans le FCB
 LDA #1
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR

Le fichier est ouvert pour une lecture de texte

Pour lire du binaire , il faut ajouter

 LDA #$FF
 STA 59,X
```

Fig. 2. – Exemple d'utilisation de la fonction 1.

la sortie de cette fonction, le code de fonction du FCB est mis à 0, préparant ainsi la suite logique des opérations en facilitant l'appel de la fonction 0 de lecture d'un octet. La figure 2 donne un exemple d'utilisation de cette fonction.

– Fonction 2, ouverture d'un fichier en écriture : la fonction est identique dans son principe à la précédente, mais le fichier est ouvert pour une écriture et n'a donc pas besoin d'être déjà présent sur la disquette. Un fichier ouvert en écriture ne peut être lu ; il doit d'abord être fermé, puis ré-ouvert en lecture pour ce faire. L'indicateur de compression d'espace est à traiter comme pour la fonction 1 ci-avant. Le fichier ainsi créé est normalement du type séquentiel, mais il peut être créé de type aléatoire si, suite à l'exécution de cette fonction, l'octet 23 du FCB est mis à une valeur différente de 0. Le fichier sera créé sur le lecteur spécifié par l'octet 3 du FCB, sauf si celui-ci contient FF, auquel cas le premier lecteur trouvé prêt sera utilisé. La figure 3 donne un exemple d'utilisation de cette fonction.

– Fonction 3, ouverture en mise à jour : cette fonction ouvre un fichier en lecture/écriture moyennant certaines restrictions. Le fichier doit déjà exister sur le disque et ne doit pas déjà être ouvert. Si l'octet 3 du FCB est à FF, il sera cherché sur tous les lecteurs, sinon il ne le sera que sur celui spécifié par cet octet 3. Lorsqu'un fichier a été ouvert de cette façon, il ne peut y être ensuite réalisé que quatre opérations qui sont lecture séquentielle, lecture aléatoire, écriture aléatoire et fermeture du fichier. Remarquez qu'il est impossible de faire de l'écriture séquentielle, c'est-à-dire qu'il est impossible d'accroître de la sorte la taille du fichier.

– Fonction 4, fermeture d'un fichier : si un fichier était ouvert en lecture, cette fonction enlève son FCB de la chaîne des FCB des fichiers ouverts. Si le fichier était ouvert en écriture, cette fonction commence par écrire sur le disque les données restant dans la zone de données du FCB en ajoutant éventuellement des 00 pour compléter le secteur, puis le fichier est fermé. Si un fichier a été ouvert en écriture mais que rien n'y ait jamais été écrit, cette commande efface le nom de ce fichier du répertoire des fichiers, ce qui vous évite ensuite de trouver dans celui-ci des fichiers de 00 secteur de long ! La figure 4 donne un exemple d'appel de cette fonction au demeurant très simple.

– Fonction 5, rebobinage d'un fichier : comme son nom l'indique de façon imagée, cette fonction permet de revenir au début d'un fichier qui a été préalablement ouvert en lecture. Cette fonction n'est pas utilisable pour un fichier ouvert en écriture puisqu'un tel fichier ne peut être lu. Lors de la sortie de cette fonction, le code de fonction dans le premier octet du FCB est mis à 0, préparant ainsi l'appel à la fonction 0 qui est la suite logique de celle-ci. La figure 5 donne un exemple d'appel de cette fonction.

– Fonction 6, ouverture du répertoire des fichiers : cette fonction ouvre le répertoire des fichiers d'une disquette pour y permettre l'accès à un programme. Le FCB utilisé par cette fonction est particulier en ce sens qu'il ne doit contenir que le code de cette fonction et le numéro de la disquette dont on veut ouvrir le répertoire des fichiers. La lecture des informations contenues

```
 LDX #FCB
Mise en place des paramètres adéquats dans le FCB
 LDA #2
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR

Le fichier esdt ouvert pour une écriture de texte

Pour écrire du binaire , il faut ajouter

 LDA #$FF
 STA 59.X
```

Fig. 3. – Exemple d'utilisation de la fonction 2.

```
 LDX #FCB
 LDA #4
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR

Le fichier est maintenant fermé
```

Fig. 4. – Exemple d'utilisation de la fonction 4.

```
 LDX #FCB
 LDA #5
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR

Le fichier est rebobiné et est pret pour la lecture
```

Fig. 5. – Exemple d'utilisation de la fonction 5.

```
Pour lire la quatrième entrée du répertoire de fichiers

 LDX #FCB
 LDA LECTEU Numéro de lecteur dans l'accu A
 STA 3,X
 LDA #6
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR
 LDB #4
BOUCLE LDA #7
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR
 DECB
 BNE BOUCLE

La quatrième entrée du répertoire est maintenant dans le FCB
```

Fig. 6. – Exemple d'utilisation de la fonction 6 et de la fonction 7.

dans le répertoire se fait au moyen de la fonction 7 décrite ci-après, et l'écriture d'informations se fait au moyen de la fonction 8 décrite ci-après. La fonction 0 ne doit pas être utilisée pour ce cas particulier. Il n'est pas nécessaire de fermer le répertoire des fichiers après manipulation de celui-ci. En temps normal, il est assez rare que vos programmes aient à accéder au répertoire des fichiers d'une disquette.

– Fonction 7, lecture du répertoire des fichiers : cette fonction permet de lire le répertoire des fichiers après ouverture de celui-ci par la commande 6 vue ci-avant. A chaque appel de cette commande, une information est lue dans le répertoire des fichiers et est placée dans le FCB. Tous les fichiers catalogués au répertoire des fichiers, y compris les fichiers effacés et les zones inutilisées, sont lus par cette commande qui travaille en séquence sur le répertoire. Ainsi, pour avoir accès aux informations du quatrième fichier du répertoire faudra-t-il appeler quatre fois cette fonction. Lorsque la fin du répertoire est atteinte et si une lecture est encore demandée, une erreur « fin de fichier » est générée. La figure 6 donne un exemple d'utilisation pour accéder aux informations relatives au quatrième fichier contenu dans le répertoire des fichiers.

– Fonction 8, écriture dans le répertoire des fichiers : cette fonction ne doit être utilisée que sur un fichier ouvert avec la fonction 6. Elle a pour fonction d'écrire dans le répertoire des fichiers les informations qui se trouvent dans la partie correspondante du FCB (nom du fichier, adresse de début, de fin, longueur, date de création). Cette fonction ne doit, en principe, pas être employée par vos programmes et, si elle l'est, ce doit être avec grand soin car une mauvaise utilisation peut conduire à la destruction du répertoire des fichiers et rendre ainsi une disquette inutilisable.

– Fonction 9, lecture d'un secteur : cette fonction permet de lire un secteur physique sur le disque. Le numéro du secteur lu est celui contenu dans les octets 30 et 31 du FCB. Le secteur lu est placé dans la partie « données » du FCB. Cette fonction n'est en principe pas à utiliser par vos programmes puisque vous disposez pour cela des fonctions 0 et 1 qui sont beaucoup plus performantes ; la figure 7 vous donne cependant un exemple d'utilisation.

– Fonction 10 (0A en hexadécimal), écriture d'un secteur : cette fonction est le complément de la fonction 9 dont elle reprend les principes. Les données écrites sont celles contenues dans la partie « données » du FCB, et l'adresse d'écriture est celle contenue en 30 et 31 du FCB. Si l'octet de vérification est positionné, la vérification immédiate de l'écriture a lieu au sein de ce programme.

– Fonction 11 (0B), réservée pour des extensions futures : ne pas utiliser.

– Fonction 12 (0C), effacement d'un fichier : cette fonction efface le fichier dont le nom complet (numéro de lecteur, nom, extension) est contenu dans le FCB. Le fichier à effacer ne doit pas être ouvert lors de l'utilisation de cette fonction. Le FCB est modifié durant le déroulement de cette fonction. Un exemple d'appel est indiqué figure 8.

– Fonction 13 (0D), changement de nom d'un fichier : lors de l'appel de cette fonction, le fichier dont le nom doit être changé ne doit pas être ouvert. Son nom actuel doit être contenu dans le FCB, et le nouveau nom à lui donner doit être contenu dans les octets prévus à cet effet dans le FCB (octets 53 à 63). Les noms doivent impérativement être spécifiés en entier, aucune option n'étant prise par défaut par le FMS. Un exemple d'utilisation, qui doit maintenant commencer à vous être familier, est visible figure 9.

– Fonction 15 (0F), secteur séquentiel suivant : lors de l'appel de cette fonction, le fichier doit être ouvert en lecture ou écriture mais pas en mise à jour. Si le fichier est

```
LDX #FCB
LDA PISTE Numéro de piste dans A
STA 30,X
LDA SECTEU Numéro de secteur dans A
STA 31,X
LDA #9
STA 0,X
JSR FMS
BNE ERREUR

le secteur est maintenant dans le FCB
```

Fig. 7. – Exemple d'utilisation de la fonction 9.

```
 LDX #FCB
Mise en place des deux noms dans le FCB
 LDA #13
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR

Le fichier a changé de nom
```

Fig. 8. – Exemple d'utilisation de la fonction 12.

```
 LDX #FCB
Mise en place des paramètres adéquats dans le FCB
 LDA #12
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR

Le fichier est effacé
```

Fig. 9. – Exemple d'utilisation de la fonction 13.

```
Pour lire le 38 ème octet du secteur courant

 LDX #FCB
 LDA #38+4 puisque les 4 premier octets ne sont pas des données
 STA 35,X
 LDA #17
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR

Le 38 ème caractère est maintenant dans l'accu A
```

Fig. 10. – Exemple d'utilisation de la fonction 17.

ouvert en lecture, cette fonction fait sauter le pointeur de données au secteur suivant celui qui était en cours de lecture, quel que soit l'état d'avancement de cette lecture. Si le fichier est ouvert en écriture, le contenu de la zone de données du FCB est immédiatement écrit sur le disque, en étant complétée par des 00 si nécessaire. Le prochain caractère à être écrit dans ce fichier le sera donc dans le secteur suivant.

– Fonction 16 (10), ouverture de la zone « système » du disque : cette fonction permet d'accéder à la zone système du disque ; il suffit de spécifier dans le FCB le numéro du lecteur à utiliser avant l'appel de celle-ci. Cette fonction ne doit pas être utilisée par vos programmes ; elle est utilisée en interne par le DOS et n'est décrite ici que par souci de présenter une notice complète.

– Fonction 17 (11), lecture d'un octet dans un fichier aléatoire : cette fonction permet de lire l'octet de votre choix dans un fichier aléatoire (voir si nécessaire la définition d'un fichier à accès aléatoire dans le paragraphe « les tableaux virtuels » de la notice du Basic deuxième partie). Lors de l'appel de cette fonction, le fichier doit être ouvert en lecture ou en mise à jour et le numéro de l'octet à lire relativement au début du secteur doit être positionné dans l'octet 35 du FCB contenant, par ailleurs, le nom du fichier ainsi lu. En sortie de cette fonction, l'octet lu est contenu dans l'accumulateur A. Le numéro de l'octet demandé ne doit jamais être inférieur à 4 puisque les quatre premiers octets de chaque secteur sont réservés au système, comme nous l'avons dit ci-avant, et ne comportent donc pas de données « utiles ». La figure 10 donne un exemple d'appel de cette fonction.

– Fonction 18 (12), écriture d'un octet dans un fichier à accès aléatoire : cette fonction est le complément de la précédente et fonctionne dans les mêmes conditions. L'octet à écrire doit être contenu dans l'accumulateur A lors de l'appel de la fonction.

– Fonction 19 (13), réservée pour des extensions futures : ne pas utiliser.

– Fonction 20 (14), recherche du lecteur suivant : cette fonction n'est pas exploitée avec les lecteurs de disquettes 5 pouces et ne sert que pour le DOS en version 8 pouces.

– Fonction 21 (15), positionnement sur l'enregistrement N : lors de l'appel de cette fonction, le fichier doit être ouvert en lecture ou en mise à jour ; le numéro de l'enregistrement désiré doit être stocké dans les octets 30 et 31 du FCB. Ce numéro d'enregistrement, sur 16 bits, est le numéro du secteur du fichier, sans que vous ayez à vous préoccuper de savoir où se trouve réellement celui-ci sur le disque. Ainsi, si vous avez un fichier de 100 secteurs, il peut se trouver réparti sous la forme de plusieurs morceaux sur le disque ; avec cette fonction, vous n'avez pas à vous soucier de cette répartition. Si vous voulez lire le 8ᵉ secteur, vous appellerez cette fonction avec 0008 en octets 30 et 31 du FCB. Un exemple d'utilisation est donné figure 11. Attention, cette fonction ne marche que pour les fichiers à accès aléatoire ; il n'y a d'ailleurs que pour ceux-là qu'elle a un sens.

– Fonction 22 (16), retour arrière d'un enregistrement : comme la fonction précédente, celle-ci ne fonctionne que pour les fichiers à accès aléatoire. Cette fonction prend le numéro d'enregistrement se trouvant dans le FCB, le diminue de 1 et se positionne sur le nouvel enregistrement ainsi déterminé ; elle permet donc de revenir en arrière dans un fichier sans avoir besoin de connaître son implantation sur le disque.

Nous en avons terminé avec cette description un peu longue des fonctions du FMS. Bien que certaines d'entre elles puissent vous paraître simples, le DOS arrive à vous offrir avec cela toutes les facilités que vous lui connaissez, ce qui montre, une fois encore, qu'une bonne programmation est indispensable pour tirer le meilleur parti d'une machine. Nous allons donner, en guise de conclusion aux deux parties que nous avons traitées entre le mois dernier et aujourd'hui, le listing commenté d'une commande du DOS (la commande LIST) faisant appel aux sous-programmes du DOS et aux fonctions du FMS.

Exemple d'utilisation

Pour vous montrer la puissance des sous-programmes du DOS et des commandes du FMS, nous avons choisi de vous donner le listing de la fonction LIST du DOS, fonction qui, à première vue, est assez délicate à réaliser puisqu'il faut être à même d'aller chercher un fichier sur le disque à partir de la seule spécification de son nom (spécification qui peut être incomplète puisque LIST sait prendre TXT par défaut) ; il faut ensuite lire ce fichier et afficher les caractères qui y sont contenus, soit sur le terminal du système, soit sur une imprimante si LIST a été précédée de la commande P.

Le listing de cette commande est présenté figure 12 et vous pouvez déjà apprécier sa petite taille. La commande LIST réside en mémoire entre C100 et C147. Ce choix n'est pas gratuit ; en effet, si vous voulez réaliser des commandes du DOS, vous pouvez les placer n'importe où en mémoire mais il faut savoir qu'il existe, dans la mémoire réservée pour le DOS, une zone comprise entre C100 et C6FF où vous pouvez placer vos commandes lors de leur appel. C'est d'ailleurs dans cette zone que se chargent la majorité des « petites » commandes du DOS (LIST, DELETE, etc.). Il est évident que si votre commande ne tient pas dans cet espace, vous pouvez la placer ailleurs ; c'est ce qui est fait pour le Basic, l'éditeur et le macro-assembleur dont la taille est incompatible avec l'espace C100-C6FF.

La définition des étiquettes présentée en début de listing vous montre la liste des sous-programmes utilisés. Vous remarquerez aussi la définition d'un FCB en C840, qui est le FCB dit système, et qui est un emplacement disponible pour un FCB, un peu à la manière de l'emplacement C100-C6FF mis à votre disposition par le DOS. Le fonctionnement du programme est très simple :

– En LIST 2, on fait pointer X sur le FCB ; puis un appel à GETFIL permet de placer dans le FCB le nom du fichier que vous avez frappé au clavier après LIST. Un test d'erreur est fait et fait brancher, s'il y a erreur, en LIST 9.

– L'on positionne ensuite le premier octet du FCB à 1 pour pouvoir ensuite appeler la commande 1 du FMS (ouverture d'un fichier en lecture). Au préalable, un petit passage par SETEXT permet de positionner l'extension du nom de fichier à TXT au cas où vous n'auriez pas frappé celle-ci lors de la frappe de la commande LIST.

– Le FMS est ensuite appelé pour exécuter la commande 1, et toute erreur fait brancher le programme en LIST 9.

– Si cela s'est bien passé, le fichier est maintenant ouvert

```
Pour se positionner sur l'enregistrement numéro 8

 LDX #FCB
 LDA #8
 STA 33,X
 CLR 32,X
 LDA #21
 STA 0,X
 JSR FMS
 BNE ERREUR

L'enregistrement est pret à etre lu
```

Fig. 11. – Exemple d'utilisation de la fonction 21.

en lecture ; l'on positionne X sur le premier octet du FCB et on appelle à nouveau le FMS qui exécute alors la commande 0 (lecture d'un octet) ; en effet, la fin de la commande 1 met à 0, ainsi que nous l'avons dit dans la description de cette commande, le premier octet du FCB, préparant ainsi l'appel de la fonction 0.

– Après chaque lecture d'un octet, deux tests ont lieu ; le premier cherche s'il y a erreur et, si oui, fait brancher en LIST 6 (pas en LIST 9, nous allons voir pourquoi) ; le deuxième teste si le caractère lu est un retour chariot (code ASCII 0D) ; si non, l'on branche en LIST 5 qui a pour effet de faire sortir sur le terminal ou l'imprimante le caractère lu dans le fichier grâce à l'utilisation de PUTCHR. L'on revient ensuite en LIST 4 pour continuer à lire le contenu du fichier. Si le caractère lu est un retour chariot, on fait sortir un retour chariot – saut ligne au moyen de PCRLF –, et l'on revient en LIST 4 pour continuer la lecture du fichier.

– Le seul moyen de terminer cette boucle est, vous le constatez, de sortir par le BNE LIST 6 qui correspond à une erreur. En effet, lorsque la fonction 0 du FMS va avoir lu le dernier octet du fichier, elle va générer une erreur « fin de fichier » ; cette erreur va nous faire brancher en LIST 6 où l'on regarde justement si l'on est arrivé là par une erreur de ce type. Si ce n'est pas le cas, c'est qu'il y a eu erreur réelle dans la lecture du fichier et l'on va alors au LIST 9, déjà vu pour les autres erreurs ; si par contre on est arrivé en LIST 6 à cause du « fin de fichier », on exécute une fonction 4 (fermeture du fichier) puis l'on rejoint le DOS à son point d'entrée « chaud ».

– En LIST 9, où l'on aboutit quelle que soit la cause de l'erreur autre que « fin de fichier », l'on fait afficher le type d'erreur au moyen du sous-programme RPTERR, puis l'on ferme brutalement le fichier et l'on passe sous le DOS par un saut à son point d'entrée chaud.

Comme vous pouvez le constater, l'écriture d'une telle commande est donc quelque chose de relativement simple lorsque l'on fait appel aux sous-programmes du DOS et aux fonctions du FMS.

Nous en profitons pour vous rappeler les règles élémentaires à respecter pour que vos programmes puissent être transformés en commandes du DOS :

– Si leur taille le permet, les placer entre C100 et C6FF avec une adresse de début en C100 (pour rester compatible avec tout ce qui existe actuellement), sinon les placer à partir de 0000 sauf cas particulier.

– Assembler vos programmes avec une adresse de transfert (étiquette correspondant au début du programme écrite derrière la directive END). (Revoir si nécessaire la notice de l'assembleur.)

– Après mise au point, leur donner le nom que vous voulez mais muni de l'extension CMD, le DOS ne sachant interpréter comme nom de commande que les fichiers munis de l'extension CMD. Il est possible de donner une autre extension, mais vous serez alors contraint de frapper nom + extension chaque fois que vous voudrez exécuter votre commande.

– Lors des essais de vos propres commandes, veillez toujours à utiliser une disquette qui ne risque rien au point de vue contenu ; une erreur d'utilisation de certaines fonctions du FMS peut en effet avoir des conséquences fâcheuses pour votre disquette...

Ceci étant vu, vous ne de-

```
                          *EXEMPLE D'UTILISATION DES SOUS PROGRAMME
                          *DU DOS ET DES COMMANDES DU FMS AVEC
                          *UNE COMMANDE LIST

                          *DEFINITION DES ETIQUETTES

                CD03      DOS       EQU      $CD03
                CD2D      GETFIL    EQU      $CD2D
                CD18      PUTCHR    EQU      $CD18
                CD24      PCRLF     EQU      $CD24
                CD33      SETEXT    EQU      $CD33
                CD3F      RPTERR    EQU      $CD3F

                D406      FMS       EQU      $D406
                D403      FMSCLS    EQU      $D403

                C840      FCB       EQU      $C840

                          *DEBUT DU PROGRAMME

C100                                ORG      $C100

C100 8E   C840  LIST2     LDX       #FCB
C103 BD   CD2D            JSR       GETFIL   SPECIF. FICHIER DANS FCB
C106 25   34              BCS       LIST9    SAUT SI ERREUR
C108 86   01              LDA       #1
C10A A7   84              STA       0,X
C10C BD   CD33            JSR       SETEXT   MET L'EXTENSION TXT
C10F BD   D406            JSR       FMS      OUVRE LE FICHIER EN LECTURE
C112 26   28              BNE       LIST9    SAUT SI ERREUR
C114 8E   C840  LIST4     LDX       #FCB
C117 BD   D406            JSR       FMS      LECTURE D'UN CARACTERE
C11A 26   0E              BNE       LIST6    SAUT SI ERREUR
C11C 81   0D              CMPA      #$0D     EST CE UN RETOUR CHARIOT
C11E 26   05              BNE       LIST5    SI NON SAUT EN LIST5
C120 BD   CD24            JSR       PCRLF
C123 20   EF              BRA       LIST4    POUR LECTURE CAR. SUIVANT
C125 BD   CD18  LIST5     JSR       PUTCHR
C128 20   EA              BRA       LIST4    POUR LECTURE CAR. SUIVANT
C12A A6   01    LIST6     LDA       1,X
C12C 81   08              CMPA      #8       ERREUR FIN DE FICHIER ?
C12E 26   0C              BNE       LIST9    SAUT SI NON
C130 86   04              LDA       #4
C132 A7   84              STA       0,X
C134 BD   D406            JSR       FMS      FERMETURE DU FICHIER
C137 26   03              BNE       LIST9    SAUT SI ERREUR
C139 7E   CD03            JMP       DOS      RETOUR AU DOS

C13C BD   CD3F  LIST9     JSR       RPTERR   IMPRESSION MESSAGE ERREUR
C13F BD   D403            JSR       FMSCLS   FERMETURE FICHIER
C142 7E   CD03            JMP       DOS      RETOUR AU DOS

                          END       LIST2    ADRESSE DE TRANSFERT
```

Fig. 12. – Listing de la commande LIST.

vriez avoir aucune difficulté à écrire des commandes du DOS répondant à vos propres besoins ; il faut cependant avoir, au préalable, une petite pratique de l'assembleur 6809, mais nous espérons que cela est en passe d'être le cas pour nombre d'entre vous...

Le programmateur de PROM

Nous imaginons déjà le ouf de satisfaction qui va résonner aux quatre coins de France lorsque vous allez lire ce titre de paragraphe ; vous êtes en effet très nombreux à attendre cette description, si l'on en juge par votre courrier. Nous vous avons peut-être fait un peu attendre, mais nous pensons que vous ne serez pas déçus compte tenu des possibilités de la chose ; possibilités que nous vous présentons rapidement ci-dessous :

– Programmateur réalisé sous la forme d'une carte de format 170 sur 110 mm (cela rentre dans une boîte Teko P4 !) pouvant être déportée jusqu'à 1,50 mètre du système.

– Peut programmer, sans avoir à commuter ni à changer quoi que ce soit, les mémoires UVPROM type 2516 et 2716 monotension (les tri-tensions n'étant plus fabriquées), 2532 et 2732 tous brochages, les 2532 et 2732 A se programmant sous 21 V, les 2764 et même les toutes nouvelles 27128 (16 K-mots de 8 bits !). Nous le répétons, la configuration du programmateur se fait en frappant la référence de la mémoire au clavier, et il n'y a aucun interrupteur à manipuler.

– Peut programmer et effacer, toujours sans manipuler quoi que ce soit, les mémoires EAROM 2816 Motorola (nous parlerons plus en détail de ces produits très intéressants).

– Peut programmer, moyennant la mise en place d'un petit support adaptateur, les fameuses PROM bipolaires 7611 que vous commencez à bien connaître !

– Il dispose des commandes suivantes : programmation de n'importe quelle partie (même un seul octet si vous le souhaitez) de n'importe laquelle des mémoires ci-avant à partir de n'importe quelle partie de la RAM du système ; vérification automatique double de la programmation, une première vérification dite immédiate a lieu après la programmation de chaque octet, une deuxième vérification dite globale a lieu en fin de la programmation sur l'ensemble de la zone programmée ; transfert de n'importe quelle portion de n'importe quelle PROM dans n'importe quelle zone de RAM ; test de virginité manuel et automatique avant chaque programmation ; commande spéciale de réglage des tensions du programmateur sans rien avoir à démonter ; mémorisation des paramètres d'adresses et de type de mémoire minimisant le nombre de touches à frapper lors de programmations répétitives ; programme conversationnel rendant inutile la présence d'une notice à côté de soi lorsque l'on utilise l'appareil.

– Pour la première fois dans cette description, et suite à une demande souvent formulée, un kit complet circuit imprimé + composants + disquette ou cassette de programme est disponible afin de faciliter votre travail de réalisation.

– Enfin, il doit être raccordé à une interface parallèle, mais celle-ci peut être soit notre carte IPT09, soit la carte IPU de notre « ancien » système, ce qui permet ainsi à ceux d'entre vous qui la possèdent de l'utiliser dans une fonction tout à fait intéressante.

Ces performances alléchantes ne doivent cependant pas vous inquiéter. Le prix de revient de ce programmateur est tout à fait modeste, comme vous pourrez le constater lorsque vous aurez vu son schéma.

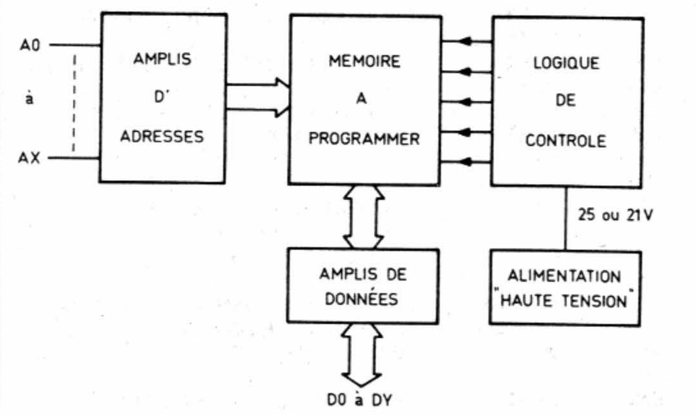


Fig. 13. – Synoptique général d'un programmateur de PROM.

Un peu de théorie

En théorie, et pour une fois, la programmation d'une mémoire de type UVPROM, c'est-à-dire effaçable aux ultraviolets, ou du type EAROM, c'est-à-dire effaçable électriquement, est assez simple. Considérons le synoptique de la figure 13 ; nous y voyons la mémoire à programmer associée à quatre blocs fonctionnels principaux :

– un bloc amplis d'adresses permet d'appliquer aux lignes d'adresses de la mémoire l'adresse ou les adresses successives des octets à programmer ; la présence des amplis, bien qu'étant facultative, est une sécurité utilisée dans les « bons » programmateurs de façon à appliquer des signaux « propres » sur la mémoire et ne pas risquer d'adressages parasites en phase de programmation ;

– un bloc amplis de données permet d'appliquer aux lignes de données de la mémoire les données à programmer. Ces lignes de données sont les mêmes que celles qui sont des sorties lorsque la mémoire est en fonctionnement normal, le fait de mettre la mémoire en mode programmation commutant celles-ci en entrées. L'ampli de données est ici quasiment indispensable si l'on veut appliquer à la mémoire des signaux qui soient bien aux normes TTL ;

– un bloc logique de contrôle qui réalise plusieurs fonctions ; en effet, en agissant sur les pattes de sélection de modes de la mémoire, il permet de mettre celle-ci en lecture, en vérification ou en programmation (ou en effacement pour les EAROM) ; d'autre part c'est lui qui autorise le passage de l'impulsion de « haute tension » qui réalise effectivement la programmation, impulsion qui doit être calibrée précisément en temps mais surtout en amplitude pour réaliser une programmation fiable et sans danger pour la mémoire (ce que semblent ignorer certaines réalisations amateur que nous avons pu voir publier çà et là) ;

– un bloc alimentation « haute tension » qui génère le 25 V ou le 21 V parfaitement calibré pour la programmation de la mémoire. A l'origine, seule la tension de 25 V était nécessaire ; mais, la technologie évoluant et la taille des puces de semi-conducteur se réduisant, cette tension de programmation est réduite à 21 V pour toutes les « nouvelles » UVPROM c'est-à-dire 2732 A, 2764, 27128 et la suite.

Ceci étant vu, la procédure de programmation est très simple puisqu'elle se déroule de la façon suivante :

1° Positionnement de l'adresse de l'octet à programmer.

2° Positionnement de la valeur à programmer sur les lignes de données.

3° Attente de la stabilisation de ces informations (quelques centaines de nanosecondes).

4° Mise de la mémoire en mode programmation par action sur ses pattes de sélection de mode (phase pas toujours présente selon le type de mémoire).

5° Application d'une impulsion « haute tension » calibrée réalisant effectivement la programmation. En fait, cette impulsion n'est pas appliquée directement afin de simplifier un peu le travail de commutation. La « haute tension » est appliquée à partir de la phase 4 sur une patte adéquate, et l'on se contente d'appliquer alors une impulsion de niveau TTL, sur une autre patte, de durée calibrée et qui, en interne à la mémoire, fera intervenir la haute tension pendant ce même temps.

6° Eventuellement, vérification de l'octet programmé par lecture de celui-ci en plaçant la mémoire en mode vérification, s'il existe, ou en mode lecture si le mode vérification n'existe pas.
7° Fin de la programmation s'il y a erreur ou si c'est fini ; sinon, retour au 1° pour programmer un autre octet à une autre adresse.

Comme vous le constatez, et hormis les considérations de respect des chronogrammes, que nous n'avons pas évoquées en détail ici car cela serait fastidieux, un tel cycle de programmation se prête bien à une mise en organigramme. Cela se complique tout de même un peu lorsque, comme nous le faisons, nous voulons programmer plusieurs types de mémoires qui, bien que suivant les mêmes règles générales, constituent tous des cas particuliers.

Ces diverses constatations étant faites, nous allons examiner le synoptique de notre programmateur qui, bien que s'inspirant de l'exposé ci-avant, présente quelques originalités.

Synoptique du programmateur

La figure 14 vous présente celui-ci ; nous y retrouvons les blocs évoqués ci-avant plus quelques autres que nous allons commenter. Nous remarquerons en premier lieu qu'il est fait appel à deux PIA pour le piloter, ce qui peut sembler surprenant lorsque l'on examine certaines réalisations concurrentes qui ne font appel qu'à un seul de ces circuits. Ce choix a été dicté par le fait qu'il apporte une souplesse de configuration totale à l'appareil, sans avoir à prévoir de commutateur ou de bouchon de sélection du type de mémoire ; de plus, il permet d'éliminer les compteurs parfois utilisés sur les lignes d'adresses, ce qui permet de programmer les mémoires comme l'on veut, et octet par octet si nécessaire ; enfin, ce choix permet aussi d'éliminer les latches sur les adresses et les données, ce qui accroît la vitesse de programmation et simplifie considérablement la réalisation de la carte.

Ces deux PIA sont suivis par une batterie d'amplis de bus que vous connaissez bien, puisque trois d'entre eux sont des 74541 et que le quatrième, réservé aux lignes de données, est un 74245 ou 645. Ces amplis, outre le rôle de mise en forme des signaux évoqué ci-avant, présentent un autre avantage notable : ils servent de « fusibles ». En effet, il arrive, de façon exceptionnelle il est vrai, que certaines mémoires aient un défaut tel que le 25 ou 21 V de programmation se retrouve sur une ou plusieurs lignes où il n'a rien à faire (adresses ou données par exemple) ; dans ce cas, et sans les amplis de bus, les PIA de la carte IPT09 ou IPU passent très vite de vie à trépas ; avec des amplis, d'une part ceux-ci sont plus solides que des PIA ; d'autre part, s'ils sont détruits, cela revient bien moins cher et est plus accessible pour être changé.

Les amplis unidirectionnels sont donc utilisés pour les lignes d'adresses mais aussi pour les lignes de contrôle des mémoires ; le bloc « logique de contrôle » de la figure 13 étant, dans notre cas, réalisé grâce au PIA et au logiciel associé.

Une partie alimentation assez élaborée existe sur notre carte car il faut pouvoir réaliser plusieurs fonctions :
– Il faut pouvoir supprimer toute tension sur les pattes du support de mémoire pendant la mise en place ou le retrait de celle-ci. Pratiquement et par sécurité, il n'y a jamais de tension sur celui-ci, hormis pendant le temps très court d'exécution de la commande demandée ; et encore, pendant celui-ci, une LED (rouge de préférence !) rappelle qu'il ne faut pas toucher à la mémoire.
– Il faut pouvoir fournir avec une grande exactitude les tensions de programmation, à savoir le 25 V ou le 21 V, mais, afin de simplifier les commutations au niveau des pattes des mémoires, il faut aussi que cette alimentation « haute tension » puisse fournir du 5 V et du 0 V.

D'autre part, comme nous voulons pouvoir programmer les PROM bipolaires 7611, il faut aussi savoir faire du 12 V. Nous avons donc un bloc alimentation programmable à partir de lignes du PIA.
– Il faut disposer de sécurités de deux types : la première étant que, lorsque le logiciel de commande n'est pas activé ou qu'un des câbles de liaison entre programmateur et carte IPT09 est débranché, il ne doit, malgré l'absence de certains signaux logiques, pouvoir apparaître aucune tension sur le support des mémoires. D'autre part, le courant consommé sur les alimentations « haute tension » en programmation est connu, il est donc bon de le surveiller et de l'empêcher de dépasser un certain seuil qui correspondrait à une mémoire défectueuse et pourrait conduire à la destruction des amplis que nous évoquions ci-avant. Ce courant varie de quelques dizaines de mA pour les UVPROM à près de 1 A pour les PROM bipolaires 7611 !

Ce synoptique étant vu, nous allons vous présenter le schéma du montage qui va nous permettre de présenter plus avant les détails du fonctionnement.

Schéma du programmateur

Il vous est présenté dans son intégralité en figure 15 et nous allons le commenter section par section.

Sur la gauche, nous reconnaissons les amplis unidirectionnels utilisés pour les lignes d'adresses et les lignes de contrôle ; en haut et à droite se trouve l'ampli bidirectionnel utilisé par les données. Remarquez que ces amplis ont leurs lignes de validation reliées à la sortie d'un autre ampli du même type qui, lui, est validé en permanence. Grâce à cette façon de faire, les amplis sont toujours en haute impédance, donc n'appliquent aucune tension sur le support de mémoire sauf lorsque l'on force volontairement à 0 l'entrée marquée 2PB1. Vous remarquerez aussi que cette entrée est reliée au + 5 V par une résistance pour que, en cas de déconnexion de câble, elle ne puisse pas descendre à 0.

La partie droite du schéma comporte un régulateur intégré constitué par un vieux – mais classique et pratique – 723 associé à un transistor ballast de puissance permettant de longues heures de programmation sans crainte. Ce 723 est monté de façon un peu particulière pour ce qui est du choix de la tension de sortie ; en effet, un certain nombre de potentiomètres correspondant aux tensions 5, 12, 21 et 25 V peuvent être commutés sur une de ses entrées au moyen d'un quadruple commutateur

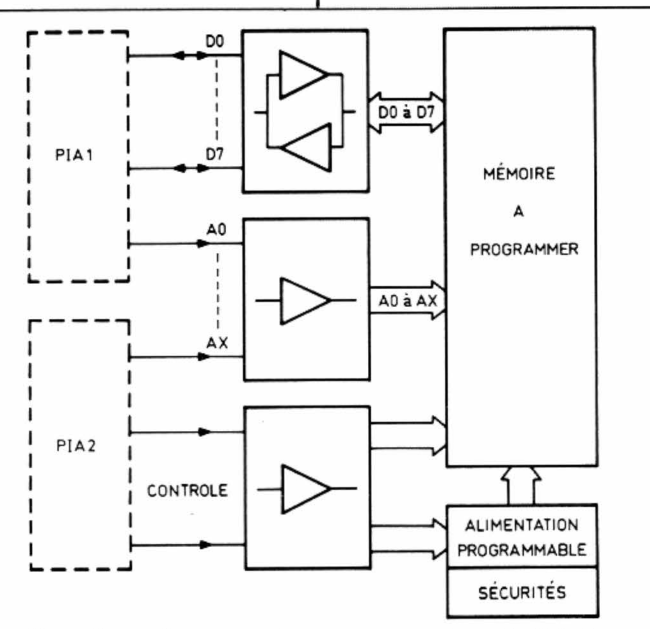


Fig. 14. – Synoptique de notre programmateur de PROM.

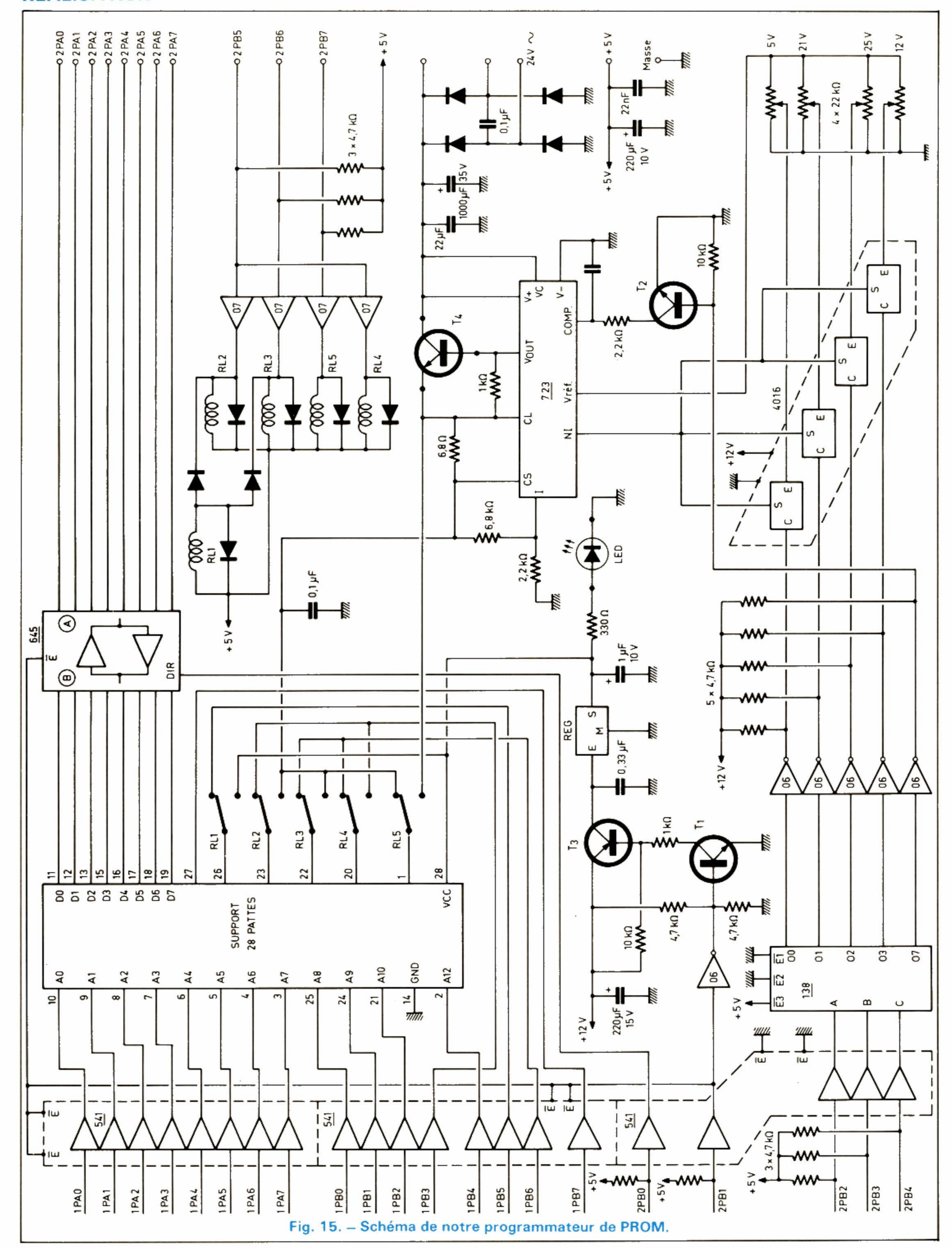


Fig. 15. – Schéma de notre programmateur de PROM.

C.MOS archi-courant, qui est le célèbre 4016. De plus, au moyen du transistor T_2, il est possible de bloquer le 723, maintenant ainsi sa tension de sortie à 0.

Ce transistor de blocage et le 4016 sont commandés par un décodeur trois voies vers huit voies type 74138, qui permet de réduire à trois fils le nombre de lignes nécessaires pour sélectionner une quelconque des cinq tensions que peut produire ce régulateur. Remarquez, de plus, que les entrées de ce circuit sont ramenées au + 5 V, ce qui signifie qu'en l'absence de signaux de commande A, B et C sont à 1, ce qui fait passer la sortie 07 à 0 (voir table de vérité du circuit en figure 16), ce qui agit sur T_2 et bloque le régulateur par sécurité pour la mémoire.

L'ensemble T_3, T_1 et REG constitue l'alimentation 5 V de la mémoire à programmer ; alimentation qui ne peut être mise en marche que lorsque l'entrée 2PB1, déjà vue ci-avant, est forcée à 0. Une LED indique la présence de cette tension, rappelant qu'il ne faut pas enlever la mémoire de son support à ce moment-là. Remarquez que 2PB1 qui commande cette alimentation 5 V commande aussi la validation des amplis ; cela fait une ligne économisée, et il n'y a pas de petit profit.

La dernière partie de ce schéma est constituée par un ensemble de cinq relais commutant les liaisons entre la carte et les pattes 1, 20, 22, 23, 26 et 27 du support. Cette technique peut sembler assez désuette, mais ce n'est pas le cas, et elle présente de nombreux avantages. En premier lieu, les relais choisis sont des relais en boîtier DIL, et ils sont donc à peine plus gros que des circuits intégrés. D'autre part, vu les tensions à commuter à ces endroits et les précisions requises sur les trois « hautes tensions » de programmation, un commutateur à transistor ou à circuits intégrés aurait été plus complexe, plus coûteux et moins fiable. Il faut savoir utiliser des composants électromécaniques lorsque c'est justifié ! Ces relais sont commandés par des lignes de PIA en fonction du type de mémoire à programmer.

Pour faciliter la compréhension de ce schéma, précisons que les liaisons avec les PIA sont repérées de la façon suivante : XPYZ ou X est égal à 1 ou 2 pour PIA 1 ou PIA 2 ; Y correspond à A ou B selon le côté du PIA, et Z correspond au numéro de la sortie du PIA (0 à 7). Ainsi 2PA4 correspond à la sortie PA4 du PIA 2. C'est simple, non ?

Enfin, toujours afin de vous aider au niveau alimentation, sachez que tous les circuits logiques de cette carte sont alimentés par le 5 V du système qui sort sur les connecteurs de la carte IPT09. Le 4016 ayant à commuter des tensions plus élevées que 5 V est alimenté à partir du + 12 V du système, disponible également sur le connecteur de la carte IPT09. Ce 12 V sert aussi à fabriquer le 5 V destiné au support de mémoire. Cela garantit une très bonne qualité de tension à ce niveau, ce qui n'est pas à négliger pour une bonne programmation. Vous constatez donc qu'en fait seul le support de mémoire dispose d'une alimentation commutée et fabriquée intégralement au niveau de la carte de programmation elle-même.

Sur la droite du schéma se trouve un pont redresseur dont la présence vous intrigue peut-être. Sa présence est facultative. En effet, nous disposons au niveau de l'alimentation du mini-ordinateur d'une tension de 30 V continus environ, et celle-ci peut être appliquée directement aux bornes du 1 000 µF 35 V qui suit le pont. Nous avons cependant trouvé plus pratique, pour des raisons de câblage et de mise en boîte, de monter dans le coffret même du programmateur un petit transformateur 24 V efficaces et, dans ce cas, le pont est nécessaire.

Nous en resterons là pour cet examen du schéma, car nous vous présenterons dans notre prochain numéro un tableau de toutes les UVPROM existantes programmables avec cet appareil et leurs particularités. Nous vous parlerons aussi à cette occasion de la très intéressante EAROM 2816 que nous savons programmer et surtout effacer électriquement (en seulement 10 ms !).

A	B	C	00	01	02	03	04	05	06	07
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Fig. 16. – Table de vérité du 74138.

Réalisation et composants

Selon une pratique dont vous commencez à avoir l'habitude, et aussi en raison du volume de cet article, la réalisation pratique et le mode d'emploi (très court du fait que le programme de gestion du montage est conversationnel) seront publiés le mois prochain conjointement à la présentation de toutes les UVPROM annoncées ci-avant.

Pour ce qui est des composants, nous vous rappelons que, suite aux nombreuses demandes reçues, et à titre d'essai permettant de voir si cette solution vous donne satisfaction, un kit complet de tous les composants de la carte (supports de CI, support à force d'insertion nulle et connecteurs compris) est disponible à compter de la fin de ce mois auprès de la société FACIM, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis. Ce kit comprend aussi la disquette supportant le logiciel de commande de ce programmateur tel qu'il sera décrit dans notre prochain article. Le transformateur facultatif dont nous avons parlé ci-avant n'est pas compris dans le kit pour vous laisser libres de choisir. Ne sont pas non plus compris les deux câbles plats 40 fils nécessaires pour relier cette carte à la carte IPT09, car certains d'entre vous en disposent déjà d'une part, et que ce sont des composants dont le prix relativement élevé augmente très vite avec la longueur ; donc, ici encore, vous êtes libres au niveau du choix de ceux-ci.

Nous reviendrons bien évidemment sur ces composants dans notre prochain article lorsque nous décrirons la réalisation ; la présentation adoptée pour ce montage et baptisée kit n'ayant rien à voir avec les kits du commerce et ne changeant rien à la philosophie de cette description.

La liste de programmes

Pour tout renseignement à son sujet, voyez notre article du mois dernier. Ce paragraphe est là seulement pour vous demander un peu de patience si vous avez formulé votre demande en ce début de mois ; nous sommes complètement submergés et invoquons tous les jours les dieux de la photocopie pour que notre machine ne tombe pas en panne...

Conclusion

Pour novembre et décembre, notre cadeau de fin d'année sera une carte attendue par nombre d'entre vous, à savoir une carte de visualisation alphanumérique et graphique noir et blanc (8 niveaux de gris) et couleur (8 couleurs de symboles, 8 couleurs de fond) à générateur de caractères programmable en temps réel. Cette carte occupe un seul emplacement sur le bus et tient en une seule carte (pas de « verrue » comme pour IVG09), et son prix de revient est très modique ; de plus, sa résolution moyenne est compatible avec les téléviseurs couleurs classiques.

En attendant, nous vous donnons rendez-vous au mois prochain pour la réalisation du programmateur de PROM.

(A suivre)

C. TAVERNIER

Sélection de chaines HIFI







CHAINE AKAI AA-R 22 L

Cette chaîne comprend :
– un tuner amplificateur **AKAI AA-R 22L,**
– un magnétophone à cassettes **AKAI HX-R5,**
– une table de lecture **AKAI APB 21,**
– deux enceintes acoustiques **3A-A340.**

Le tuner amplificateur AKAI AA-R 22L :
Partie amplificateur :
Puissance : 2 × 40 W/ 8 Ω.
Rapport signal/bruit : phono : 75 dB ; aux. : 98 dB.
Distorsion : 0,05 %.
Bande passante : 5 à 40 000 Hz.
Partie tuner :
Gammes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : mono : 0,1 %, stéréo : 0,3 %.

Le magnétophone à cassette AKAI HX-R5 :
Fluctuations : 0,04 %.
Bande passante : métal : 20 à 17 000 Hz. – CrO_2 : 20 à 16 000 Hz.
Distorsion : ⩽ 0,8 %.
Rapport signal/bruit : 58 dB, 68 dB (avec Dolby B), 78 dB (avec Dolby C).

La table de lecture AKAI AP-B 21 :
Platine semi-automatique à entraînement par courroie.
Fluctuations : 0,05 %.
Rapport signal/bruit : 65 dB.

L'enceinte acoustique 3A-A340 :
Puissance : 50 W.
Sensibilité : 90 dB/1 W/1 m.
Fréquences de coupure : 1 800 à 7 000 Hz.

LA CHAINE AKAI AA-R 32L

Cette chaîne comprend :
– un tuner amplificateur **AKAI AA-R32L,**
– un magnétophone à cassette **AKAI GX-R6,**
– une table de lecture **AKAI AP-D210,**
– deux enceintes acoustiques **3A-A360** digitales.

Le tuner amplificateur AKAI AA-R32L :
Puissance : 2 × 60 W/8 Ω.
Rapport signal/bruit : phono : 75 dB ; aux. : 98 dB.
Distorsion : 0,05 %.
Bande passante : 5 à 40 000 Hz.

Le magnétophone à cassette AKAI GX-R6 :
Fluctuations : 0,04 %.
Bande passante : métal 20 à 17 000 Hz. CrO_2 : 20 à 16 000 Hz.
Distorsion : 0,7 %.
Rapport signal/bruit : 60 dB (sans Dolby). 70 dB (avec Dolby B). 80 dB (avec Dolby C).

La table de lecture AKAI AP-D210 :
Platine à entraînement direct.
Pleurage et scintillement : 0,05 %.
Rapport signal/bruit : 65 dB.

L'enceinte acoustique 3A - Digitale A360 :
Puissance : 60 W.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1 m.
Fréquence de coupure : 1 800 et 7 000 Hz.

Le magnétophone à cassette AKAI GX7 :
Platine stéréophonique à trois têtes.
Deux moteurs à entraînement direct.
Fluctuations : 0,028 %.
Bande passante : métal : 20 à 21 000 Hz ; CrO_2 : 20 à 17 000 Hz.
Distorsion : 0,7 %.
Rapport signal/bruit : 60 dB (sans Dolby), 70 dB (avec Dolby B), 80 dB (avec Dolby C).

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS
Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 06.03 : Un lecteur de BESANÇON (sans nom, ni adresse sur sa lettre) sollicite des précisions complémentaires sur un montage de contacteur à touches « sensitives ».

Vous pourriez prendre connaissance du brochage du circuit intégré SN 7476 dans notre numéro 1503, page 331. Il s'agit d'ailleurs d'un circuit intégré très courant et figurant sur le catalogue de nombreux fabricants (Texas – Motorola – Fairchild, etc.).

L'intensité typique pour chaque sortie de flip-flop est d'environ 10 mA ; il faudrait donc utiliser des relais très sensibles comportant néanmoins des contacts capables de supporter des intensités relativement élevées... pour l'utilisation que vous envisagez.

En outre, le montage proposé est prévu pour une alimentation sous 5 V, et non pas 12.

●

RR – 06.04 : M. Michel BOIRAYON, 13 MARSEILLE :

1° sollicite notre aide pour la mise au point d'un minigénérateur BF décrit dans le n° 43 d'« Electronique Pratique » ;

2° nous demande divers renseignements pour la construction d'une antenne appelée « multi-doublet » par les radioamateurs (bandes décamétriques).

1° En ce qui concerne le minigénérateur BF décrit dans le n° 43 d'« Electronique Pratique » (pages 137 et suivantes) :

a) Vis-à-vis de l'amélioration de la forme des signaux rectangulaires, nous vous suggérons d'essayer d'augmenter les capacités des condensateurs suivants (fig. 11) :
$C_6 = C_7 = 22$ à 47 µF (au lieu de 10 µF)
$C_4 = 47$ µF (au lieu de 22 µF).

b) Quant à l'anomalie constatée vis-à-vis des signaux triangulaires et sinusoïdaux, il faut d'abord penser à un réglage incorrect de AJ 2 (fig. 11).

Par ailleurs, vous devez être absolument certain des performances de l'oscilloscope à votre disposition (notamment en ce qui concerne l'examen des signaux rectangulaires). Présente-t-il une bande passante suffisante surtout vers les fréquences très basses ? Dans la négative, il est possible que ce soit l'oscilloscope lui-même qui provoque les déformations observées.

2° L'antenne multidoublet que vous vous proposez de réaliser est tout à fait possible et valable ; elle existe d'ailleurs commercialement chez HY-GAIN si nos souvenirs sont bons.

L'alimentation des doublets peut se faire par un seul câble coaxial 52 ou 75 Ω ; un balun rapport 1/1 est certainement très recommandé, mais cependant pas impératif. Une boîte de couplage à la sortie de l'émetteur est également recommandée pour un bon matchage.

La longueur totale de chaque doublet se calcule selon la classique et habituelle formule :

$$\frac{\lambda \times 0{,}95}{2}$$

la longueur d'onde λ en mètres étant égale à 300 divisé par la fréquence choisie F en mégahertz dans la bande.

$$\lambda = \frac{300}{F}$$

Ce sont les seuls renseignements que nous pouvons vous communiquer concernant cette

antenne, car nous n'avons pas eu l'occasion de l'expérimenter, notamment en comparaison avec d'autres.

●

RR – 06.05 : M. Christophe VILLARD, 75014 PARIS, nous demande :
1° les formules et calculs se rapportant aux filtres actifs passe-haut et passe-bas ;
2° les adresses de différentes firmes françaises ou étrangères représentées en France.

1° En ce qui concerne les formules et calculs se rapportant aux filtres actifs passe-bas et passe-haut, nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux numéros 1608 (p.89) et 1634 (p.62) de notre revue.

2° Voici les adresses demandées :

A.E.G. Telefunken France S.A.
6, bd du Général-Leclerc
92115 Clichy

AIR – LB
240, rue Gabriel-Péri
B.P. 1
92704 Colombes Cedex

A.T.I,
Z.I. de Saint-Guenault
6, rue Jean-Mermoz
91031 Evry Cedex

Mektron France
9, allée des Jachères
SOFILIC 416
94263 Fresnes Cedex

Siemens S.A.
39-47, boulevard Ornano
93203 Saint-Denis Cedex

Motorola Semiconducteurs S.A,
15, avenue de Ségur
75007 Paris

Texas Instruments France
B.P. 5
06270 Villeneuve-Loubet

National Semiconductors
GENERIM
Z.A. de Courtabœuf
avenue de la Baltique
B.P. 88
91943 Les Ulis Cedex

Siliconix S.A.R.L.
70, av du Général-de-Gaulle
Echat 660
94022 Creteil

General Electric
C.C.I.
5, rue Marcellin-Berthelot
Z.I. d'Antony
92160 Antony

Signetics
R.T.C. La Radiotechnique
130, avenue Ledru Rollin
75540 Paris Cedex 11

Ces firmes ne vendent évidemment pas directement aux particuliers, mais vous pouvez leur écrire pour obtenir l'adresse de leur dépositaire le plus proche de votre région.

●

RR – 06.06 : M. Roland CHATELON, 21 BEAUNE, sollicite divers renseignements pour la construction éventuelle d'un émetteur de radio...

Nous sommes désolés, mais nous ne pouvons pas vous apporter beaucoup de précisions car votre lettre elle-même en manque énormément...

Que comptez-vous faire ? De l'émission d'amateur ou de la radiodiffusion FM ? Les radioamateurs fonctionnent en NBFM, c'est-à-dire en modulation de fréquence à bande étroite (± 3 à 5 kHz de swing) ; en conséquence, on peut envisager la modulation de fréquence d'un oscillateur quartz à l'aide d'un dispositif à réactance quelconque ; avec une multiplication de fréquence par 18, on obtient sensiblement le swing nécessaire. Bien entendu, les récepteurs sont conçus pour un tel swing à bande étroite.

En radiodiffusion FM, par contre, le swing à obtenir est de l'ordre de ± 75 kHz et les récepteurs ou tuners FM sont aussi conçus pour un tel swing bien plus important. Mais il n'est pas question d'obtenir une telle excursion de fréquence en modulant un quartz par un système à réactance... même avec une multiplication par 18 faisant suite ; il faut nécessairement avoir recours à un PLL + VCO.

En ce qui concerne l'installation et l'exploitation des radios locales privées, l'administration des P.T.T. et T.D.F. n'admettent aucun bricolage d'amateur ; l'émetteur doit être d'une construction agréée,

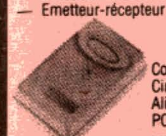
UNE CONCEPTION MODERNE DE LA PROTECTION ELECTRONIQUE

Si vous avez un problème... de BUDGET... de choix pour réaliser votre protection électronique, nous le règlerons ensemble

LA QUALITE DE NOS PRODUITS FONT VOTRE SECURITE ET NOTRE PUISSANCE

NOUVELLE GAMME de matériel de sécurité et de protection antivol SANS FIL.

- Centrale d'alarme télécommande digitale
- Détecteur de présence à télécommande digitale
- Détecteur d'ouverture, instantanée ou retardée
- Emetteur-récepteur



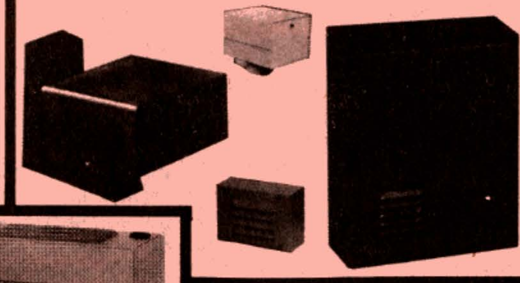
Exemple de prix

COMMANDE A DISTANCE

Codée, 259 combinaisons pour porte de garage ou autre applications.
Circuit normalement fermé ou normalement ouvert.
Alimentation récepteur 12 ou 24 V - Alimentation émetteur 9 V
PORTEE 100 m

L'ENSEMBLE émetteur/récepteur dossier complet . . **980 F**

LE DEFI BLOUDEX. CENTRALE D'ALARME 4 ZONES



- 1 zone temporisée N/F
- 1 zone immédiate N/O
- 1 zone immédiate N/F
- 1 zone autoprotection permanente (chargeur incorporé), etc.
- **1 RADAR** hyperfréquence, portée réglable 3 à 15 m + réglage d'intégration
- **2 SIRENES** électronique modulée, autoprotégée
- **1 BATTERIE** 12 V, 6,5 A., étanche, rechargeable
- **50 mètres** de câble 3 paires 6/10
- 4 détecteurs d'ouverture ILF

PRIX **2 965 F** TTC (envoi en port dû SNCF)

CENTRALE D'ALARME CT 02

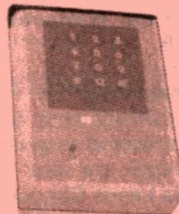
- 2 zones individuelles de détection avec mémorisation d'alarme sur chaque zone
- Circuit analyseur sur chaque voie pour contact inertiel
- Temporisation d'entrée et durée d'alarme réglable
- Détection : un circuit détecteur immédiat, un circuit de détection retardé, un circuit de détection et contrôle 24 h/24 h de l'ensemble des détecteurs RADAR-CONTACT NF, contact inertiel et avertisseur d'alarme
- Alimentation : **entrée** 220 V, chargeur régulé en tension et courant ; **sortie** 12 V pour RADAR hyperfréquence, RADAR infra-rouge, sirène extérieure auto-alimentation, autoprotégée. Sortie pré-alarme, sortie pour éclairage des lieux et transmetteur téléphonique

1 900 F Franco de port

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

ATEL composera AUTOMATIQUEMENT et EN SILENCE le numéro de téléphone que vous aurez programmé ; transmettra un signal sonore caractéristique dès qu'un contact sera ouvert dans votre circuit de détection (contact de feuillure ou tout autre système d'alarme ou de détection ; s'assure que la ligne est disponible ; compose le numéro programmé ; en cas de (non réponse) ou (d'occupation) renouvelle l'ensemble de ces opérations jusqu'à ce que (l'appelé) décroche son combiné. Emet alors un signal sonore caractéristique pendant une quinzaine de secondes ; confirme l'information par son second appel dans les 30 secondes suivantes.

Non homologué. **Prix 1 250 F.** **Quantité limitée.**
Frais port 45 F



EROS P2B
homologué PTT
' n^os d'appel avec message enregistré
3 450 F
Frais port 45 F
« VOCALARM »
3 n^os d'appel avec message synthétisé
PRIX NOUS CONSULTER

LA PROTECTION ELECTRONIQUE
Appartement, pavillon, magasin

LA CENTRALE CT 01 qui est le cerveau d'une installation de détection a des capacités étonnantes. En sélectionnant la CENTRALE CT 01 nous avons voulu un cerveau intelligent et fiable afin de mieux vous protéger de visiteurs indésirables. LA CENTRALE CT 01 traite les informations fournies par les détecteurs volumétriques ou périphériques. Elle déclenche les alarmes (peut déclencher un transmetteur téléphonique, éclairage des lieux, etc.) même en cas de coupure d'électricité grâce à sa double alimentation secteur et batterie qui est rechargeable par la CENTRALE CT 01 elle même.

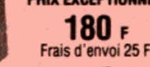
- Circuit anti-hold-up et anti sabotage 24-24
- Circuit sirène auto-alimentée, auto-protégée.

Dimensions : H. 315 ; L. 225 ; P. 100. **PRIX : 1 200 F** frais d'envoi 35 F

SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE

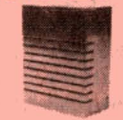
Autoprotégée en coffret métallique
12 V, 0,75 Amp. 110 dB
PRIX EXCEPTIONNEL



180 F
Frais d'envoi 25 F

SIRENE
électronique autoalimentée et autoprotégée.
590 F
Port 25 F
2 accus pour sirène **160 F**

SIRENE AUTOPROTEGEE
modulée
Coffret métallique



290 F

SIRENE MECANIQUE
SM 122
108 dB
65 F

Nombreux modèles professionnels
Nous consulter

VOTRE 1re LIGNE DE DEFENSE CONTRE LES CAMBRIOLEURS

Pré-détection d'intrusion par allumage des lumières. Eclairage automatique de locaux en présence de mouvement. Allumage de vitrines au passage de piétons. Le **Radar G** a été conçu pour répondre à une vaste demande concernant la commande automatique de divers processus utilisant la détection de mouvement. Il ne nécessite aucune installation, il suffit de raccorder la fiche mâle au secteur et l'éclairage de l'appareil à commander à la prise femelle.

Dimensions : 193 × 127 × 166 m. Poids : 600 g. Consommation : 0,5 watt/heure.

Réglage de portée et de temporisation de durée d'éclairage. Pouvoir de coupure : 220 V, 500 W. Possibilité pour les pavillons de le placer à l'extérieur.

PRIX : 1 350 F Port 25 F

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué

Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement.
Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête.
Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.

Frais d'envoi 16 F
PRIX 270 F

DECTECTEUR RADAR PANDA anti-masque

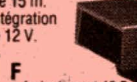
Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace même à travers des cloisons. S'adapte sur la centrale d'alarme CT 01. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

PRIX : **1 450 F** Frais d'envoi 40 F

NOUVEAU MODELE « PANDA »
Faible consommation, 50 mA. Réglage séparé très précis de l'intégration et de la portée. **1 650 F**
Frais de port 35 F

RADAR HYPERFREQUENCE

AE 15, portée 15 m.
Réglage d'intégration
Alimentation 12 V.



980 F frais de port 40 F

PASTILLE EMETTRICE

Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible.
S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule). Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m en champ libre.

PRIX : nous consulter
Documentation complète contre 10 F en tmbres

LA SURVEILLANCE VOLUMETRIQUE à des prix sans concurrence

CLAVIER UNIVERSEL KL 305



- Clavier de commande pour dispositifs de sécurité, de contrôles, d'accès, de gâche électrique, etc.
- Commande à distance codée en un seul boîtier
- 11880 combinaisons
- Codage facile sans outils
- Fonctions : repos/travail ou impulsion
- Alimentation 12 V
- Dimensions 56x76x25 mm

PRIX 450 F
Frais de port 25 F

EXPLOREZ LES UHF

avec le convert. 410-875. Récept. des 3 ch. télé + cert. émiss. spéc., Se raccorde à un récept. FM class. Fonct. en 12 V. 4 touches préréglées et recherche manuelle.

Prix 240 F
Frais env. 27 F

CENTRALE AE 2

ENTREE : Circuit instantané normalement ouvert. Circuit instantané normalement fermé. Circuit retardé normalement fermé. Temporisation de sortie fixe. Temporisation d'entrée réglable de 0 à 60".

SORTIE : Préalarme pour signalisation d'entrée en éclairage. Circuit pour alimentation radar. Circuit sirène intérieure. Circuit sirène autoalimentée, autoprotégée. Relais inverseur pour transmetteur téléphonique et autre. Durée d'alarme 3', réarmement automatique

TABLEAU DE CONTROLE : Voyant de mise en service. Voyant de circuit instantané. Voyant de circuit retardé. Voyant de présence secteur. Voyant de mémoris. d'alarme

950 F Frais de port 35 F

DETECTEUR DE PRESENCE

Matériel professionnel - AUTOPROTECTION blocage d'émission RADAR



MW 25 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 15 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Contacts NF. Alimentation 12 V.

RADAR HYPERFREQUENCE

MW 21 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 30 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Alimentation 12 V.

Prix : NOUS CONSULTER
Documentation complète sur toute la gamme contre 10 F en timbres.

DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF IR 15 LD





Portée 12 m. Consommation 15 mA. 14 rayons de détection. Couverture : horizontale 110°, verticale 30°.

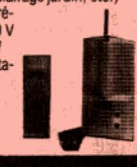
Prix : **950 F**
Frais de port 35 F

MICRO EMETTEUR

depuis 450 F
Frais port 25 F
Documentation complète contre 10 F en timbres

INTERRUPTEUR SANS FIL
portée 75 mètres

Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.)
Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 500 W
EMETTEUR alimentation pile 9 V
AUTONOMIE 1 AN



450 F

BLOUDEX ELECTRONIC'S

141, rue de Charonne, 75011 PARIS
(1) 371.22.46 - Métro : CHARONNE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat.

OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14 h 30 à 19 h 15 sauf DIMANCHE et LUNDI MATIN

homologuée, et strictement conforme aux normes techniques imposées (stabilité en fréquence, excursion de modulation, etc.).

●

RR – 06.07 : M. Serge TEYSSIER, 35 DINARD, nous demande conseil pour l'étalonnage précis du « S-mètre » d'un transceiver 27 MHz C.B.

Pour l'étalonnage de votre S-mètre à 100 μV pour S_9, il suffit de disposer d'un générateur HF (réglé sur une fréquence de la bande CB) dont la tension de sortie est réglable. Le signal de sortie du générateur est appliqué à l'entrée « antenne » du transceiver en position « réception ». Il faut également disposer d'un millivoltmètre à sonde HF, cette dernière étant branchée en parallèle sur la sortie du générateur HF.

L'amplitude de sortie du générateur HF est alors ajustée pour obtenir 100 μV à la lecture du voltmètre, et il ne reste plus qu'à régler l'aiguille du S-mètre sur 9.

Comme vous le voyez, c'est un réglage très simple à faire, mais encore faut-il disposer des appareils de mesure nécessaires.

Il va sans dire que le procédé demeure exactement le même pour toute autre bande, par exemple les bandes décamétriques réservées aux radioamateurs.

●

RR – 06.08 : M. Bernard VERNET, 56 LORIENT, souhaite obtenir divers renseignements pour la remise en état d'anciens émetteurs-récepteurs.

1° Nous sommes désolés, mais nous ne disposons d'aucune documentation se rapportant aux émetteurs-récepteurs dont vous nous entretenez. C'est à votre fournisseur qu'il convient de demander les documents, notices techniques et schémas qui vous sont nécessaires.

2° D'après les tensions d'alimentation requises pour ces appareils, nous en déduisons qu'il s'agit d'émetteurs-récepteurs **à lampes.** Certes, théoriquement, il est parfaitement possible d'établir le schéma d'une alimentation secteur susceptible de remplacer les piles prévues à l'origine (tensions anodiques de + 90 V et + 150 V, avec tension de chauffage de + 4,5 V). Cependant, pratiquement, il vous sera impossible à l'heure actuelle de vous procurer un transformateur permettant l'obtention des tensions indiquées ci-dessus.

3° Il est bien évident que toute transformation envisagée sur ces appareils nécessite d'abord la possession de la notice technique s'y rapportant afin de pouvoir déterminer si les dites modifications sont possibles, et le cas échéant établir alors les schémas des transformations nécessaires. Néanmoins, compte tenu de l'ancienneté de ces appareils à lampes, nous ne pensons vraiment pas que le jeu en vaille la chandelle !

●

RR – 06.09 : M. Daniel Pelissier, 41 BLOIS, nous entretient de diverses difficultés rencontrées dans l'utilisation de transceivers et d'antennes 27 MHz.

Si vous voulez bien vous reporter à notre ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur » – 11e édition, à partir de la page 590 – vous avez les réponses à tous les problèmes qui vous préoccupent.

Le T.O.S. d'une antenne dépend du matchage de son impédance aux points de raccordement du feeder et de sa fréquence de résonance (cette dernière dépendant de la longueur du fouet). Dans le cas de la bande C.B. de 22 canaux, on a une bande de fréquences s'étalant de 26,965 à 27,225 MHz. Si l'on détermine la longueur du fouet pour une fréquence moyenne de cette bande, par exemple 27,105 MHz (canal 12), on peut obtenir un T.O.S. très faible sur cette fréquence... et qui ne s'élèvera que très peu lorsqu'on se déplacera aux extrémités, c'est-à-dire vers les canaux 1 et 22.

Dans votre cas, c'est-à-dire 80 canaux s'étalant de 26,515 à 27 855 MHz, il est certain qu'une antenne ne peut pas présenter une fréquence de résonance correcte à la fois pour le milieu de bande et pour les extrémités ; en conséquence, **il est tout à fait normal** que le T.O.S. s'accroisse au fur et à mesure que vous vous éloignez de la fréquence moyenne centrale de cette bande.

Lorsqu'on est en présence d'un T.O.S. très faible de l'ordre de 1 à 1,2 par exemple, la longueur du coaxial est absolument sans importance. C'est sur la longueur du fouet vertical qu'il conviendrait d'agir en amenant sa fréquence de résonance sur telle ou telle fréquence privilégiée ; mais en aucun cas vous ne pourrez maintenir un T.O.S. voisin de l'unité sur une gamme de fréquences aussi étendue, quelle que soit l'antenne utilisée, quel que soit le coaxial utilisé ou sa longueur.

La boîte de couplage d'adaptation d'antenne peut être intercalée à la sortie du transceiver ; elle permet d'obtenir un T.O.S. très faible quelle que soit la fréquence de fonctionnement (mesure faite à la sortie de l'émetteur) et surtout elle évite le retour des ondes stationnaires réfléchies d'atteindre l'étage de sortie de l'émetteur. Mais il n'en reste pas moins que le T.O.S. de l'antenne proprement dite demeure toujours aussi élevé (mesure faite à la sortie de la boîte de couplage).

●

RR – 06.10 : M. Patrick CARBORT, 77 MEAUX, nous demande :

1° les caractéristiques des circuits intégrés TDA 7000 et TMS 1000 ;

2° comment calculer la puissance à la sortie d'un amplificateur BF ou d'un récepteur.

Faute de nous indiquer votre adresse complète, nous sommes dans l'obligation de vous répondre par l'intermédiaire de la présente rubrique ; mais nous respectons l'ordre chronologique d'arrivée des demandes de nos lecteurs.

1° Circuit intégré TDA 7000. Veuillez vous reporter à nos publications suivantes :
« Electronique Applications » n° 29, page 94.
« Haut-Parleur » n° 1692, page 87.
« Electronique Pratique » n° 61, pages 72/94.

Circuit intégré TMS 1000. Veuillez vous reporter aux numéros 40 (pages 89/90) et 45 (p. 132) de la revue « Electronique Pratique ».

a) Si vous ne possédez pas ces numéros, veuillez les demander en écrivant aux Publications Radio-Electriques et Scientifiques – Service Vente – 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris cedex 19.

b) Si certains numéros sont épuisés, on pourra vous proposer des photocopies des pages concernées.

Dans les deux cas, ce service vous fera connaître le montant de la somme à lui adresser compte tenu des numéros demandés ou du nombre de pages à photocopier.

2° A l'aide d'un générateur BF réglé sur 1 000 Hz, on applique un signal d'amplitude **ajustable** à l'entrée de l'amplificateur BF ou à l'entrée de la section BF du récepteur. A l'aide d'un voltmètre électronique muni de sa sonde redresseuse, on mesure la tension BF présente aux bornes du haut-parleur (d'impédance Z). Supposons que la tension E mesurée soit de 5 V et que l'impédance Z du haut-parleur soit de 8 Ω, il suffit d'appliquer la formule classique :

$$P = \frac{E^2}{Z}$$

et nous obtenons :

$$P = \frac{5^2}{8} = \frac{25}{8} = 3,125 \text{ W}$$

●

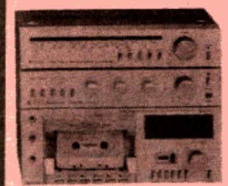
RR – 06.11 : M. Frédéric LAROCHE 63 CLERMONT-FERRAND, nous demande

1° des précisions sur les amplificateurs HF suscepti-

YAC DISCOUNT
• NOUVELLE ADRESSE •

62, boulevard de Belleville. 75020 Paris
(Métro Couronnes). **Tél. 358.68.06**
OUVERT : du lundi au samedi de 10 h à 19 h

MINI-CHAÎNE
(Grande marque)



Amplificateur 2 x 50 W. Tuner PO-GO-FM stéréo. Platine K7 stéréo, 2 moteurs, touches douces. Norm, chrome, ferrochrome, métal. Dolby.

3 éléments séparés ... **1780 F**
OPTION : Mini enceintes 60 W : ~~840 F~~ .... **la paire 490 F**

PLATINES T.D.



Entraînement courroie. Semi-automatique. Cellule diamant. Avec socle et capot plexi.
Prix .... **490 F**

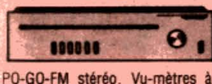
Même modèle avec stroboscope.
Prix .... **590 F**

AMPLIFICATEUR



2 x 50 W. Bande passante de 20 Hz à 40 kHz.
~~900 F~~ .... **490 F**

TUNER



PO-GO-FM stéréo. Vu-mètres à diodes électroluminescentes.
Prix .... **490 F**

PLATINE K7 «THOMSON»
stéréo. Dolby .... **Prix : 790 F**

MINI PLATINE K7
Stéréo. Vu-mètres à diodes électroluminescentes. Dolby. Métal.
Prix .... **890 F**

MEUBLE HI-FI
Accepte les chaînes Hi-Fi de toutes dimensions. Dim. externes. H 88 x L 45 x P 41 cm.
Prix .... **150 F**

K7 VIDEO
180 mn. Grande marque neuve, emballage d'origine. Par 10 pièces avec présentoir en bois verni.
Prix .... **620 F**

Ouverture d'un rayon Electro-ménager Matériel neuf
Radiola - Thomson - Brandt - etc.

CHAINE HIFI



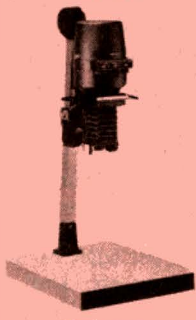
Ampli 2 x 40 W maxi. Affichage LED. **PO-GO-FM.** 5 présélect. Touches douces. **K7** touches douces, Dolby métal. **Platine T.D.** entraîn. courr. semi-automa. cellule magnét.
Prix .... **1990 F**
2 enceintes 190 F

MAGNETOSCOPE BETACOLOR



Programmation sur 3 jours. Télécommande pour pause. Possibilité branchement : caméra vidéo microphone chaîne musicale.
Prix .... ~~5890 F~~ **3590 F**

ENCEINTES
Prix par paire



Façades fixes
2 x 20 W, 2 voies ~~250 F~~ ..... **120 F**
2 x 30 W, 2 voies ~~350 F~~ ..... **190 F**
2 x 50 W, 2 voies ~~790 F~~ ..... **390 F**

Mini-enceintes
Dim. 200 x 125 x 100 mm
2 x 50 W, 2 voies ~~840 F~~ ..... **450 F**

Façades amovibles
2 x 60 W. 2 voies ~~780 F~~ .. **390 F**
2 x 80 W. ~~900 F~~ .... **590 F**
2 x 90 W. Bass reflex. ~~2000 F~~ .... **840 F**

POUR VOITURES BOOSTER - EQUAL.



Slim. line affichage Led. Dim 140 x 30 x 160 mm.
2 x 30 W. 5 fréquences
Prix : ~~490 F~~ .... **250 F**
2 x 30 W. 7 fréquences
Prix : ~~690 F~~ .... **290 F**

HAUT-PARLEURS
Prix par paire

∅ 160 mm, 4Ω 5 watts
Prix : ~~120 F~~ .... **60 F**
∅ 130 mm, 4Ω, 8 watts
Prix : ~~140 F~~ .... **70 F**
∅ 130 mm, 4Ω, 15 watts dual cône ~~180 F~~ .... **90 F**
∅ 160 mm, 4Ω, 25 watts dual cône ~~220 F~~ .... **110 F**
Ellipt. 73 x 123, 4Ω. 8 W
Prix : ~~120 F~~ .... **60 F**

TV COULEUR
Très Grandes Marques

56 cm. tout écran avec télécom. Neuf déballé garanti 1 AN. Prix .... **2750 F**
66 cm. .... **3490 F**
66.cm Télécommande .... **3990 F**
66 cm. Multistandard ..... **3990 F**
66 cm. Télécommande Multistandard .... **4290 F**
51 cm. .... **2180 F**
42 cm. .... **2890 F**

AGRANDISSEUR PHOTO «KROKUS»

Photo non contractuelle

Fourni avec tête couleur, son, alimentation, ses objectifs.
Krokus 44
Prix : ~~1600 F~~ .... **850 F**
Krokus 66
Prix : ~~2200 F~~ .... **1250 F**

VENDUES SEPAREMENT
Tête couleur pour **Krokus 44**
Prix : ~~800 F~~ .... **300 F**
Tête pour couleur pour **Krokus 66**
Prix : ~~950 F~~ .... **370 F**

CUVETTES POUR DEVELOPPEMENT PHOTO
Excellente qualité disponibles en vert, rouge, blanc.
240 x 300, pièce .... **20 F**
500 x 600, pièce .... **45 F**

FILTRES PHOTO
Adaptables sur les porte-filtres «COKIN»
Toutes couleurs : dégradés, couleur pastel, polarisant UV, etc.
Les 10 filtres .... **220 F**

OBJECTIFS TELE-OBJECTIFS
Multicouches **«MAKINON»**

35 mm montures KO-PK-CO
Prix : ~~690 F~~ .... **320 F**
135 mm montures CA-MI-NI
Prix : ~~790 F~~ .... **420 F**
200 mm montures PK ∅42 à vis -OL - KO - COY - MI - FU - NI
Prix : ~~990 F~~ .... **550 F**

GROS DETAIL — **DISTRIBUTION DE MATERIELS HORS COURS** — **EXPORT**
rigoureusement neufs en emballages d'origine
REMISES de — 40 à — 60% environ
Vente hors taxes à l'exportation
LISTE DE MATERIELS neufs ou à réviser contre 3,60 F en T.P. et une enveloppe timbrée portant nom et adresse.

MATERIELS NEUFS
garantis 1 AN
pièces et main-d'œuvre

EXPEDITIONS :(Port dû) Chèque bancaire ou mandat à la commande.

HP 09.83

B. G. MENAGER

20, rue Au-Maire, PARIS-3e
Tél. : 887.66.96 - C.C.P. 109-71 Paris
A 50 mètres du métro Arts-et-Métiers

MAGASINS OUVERTS
Tous les jours de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h
sauf Samedi-Dimanche

TOUJOURS DES PRIX INTERESSANTS

UNE AFFAIRE
ASPIRATEUR OLYMPIQUE
800 W, 220 V. Complet avec 7 accessoires.
Soldé .... **360 F**

POMPE DE VIDANGE pour machine à laver adaptable toutes marques .... **149 F**

POMPE DE VIDANGE pour cave ou puisard. Marche/arrêt automatique par contacteur à flotteur.
7 m³/heure .... **890 F**

RADIATEUR pour salle de bains modèle infra-rouge à quartz 2 allures 600-1 200 watts ..... **195 F**

MOTEUR SEGAL
TRI 220/380, 1 CV, 1 500 tr **260 F**

COMPRESSEUR avec pistolet.
Pression 6-8 bars, débit 5,2 m³
Prix .... **800 f**

SANS SUITE
PERÇEUSE D'ETABLI
à colonne type artisanal
COMPLETE AVEC MANDRIN
16 à 24 mm TRI 220/380 ... **1 690 F**
20 à 32 mm TRI 220/380 ... **3 520 F**

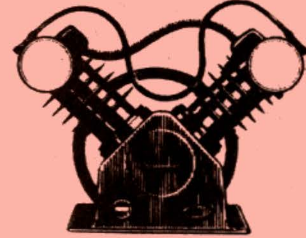
COFFRET DE SOUDURE professionnel comprenant :
1 CHALUMEAU propane, 4 lances + 1 détendeur et tuyaux ... **490 F**

PERCEUSE A COLONNE
PCX 13. 3 vitesses
livrée avec mandrin 13 mm **840 F**

TOURET D'ATELIER
2 meules, ∅ 125 et 150 mm. Courant 220 V mono
Avec écran protecteur .... **NET 282 F et 420 F**

GROUPES ELECTROGENES
MONO
2 500 W .... **3 600 F**
MONO ou TRI
4 000 W .... **5 920 F**

TETE DE COMPRESSEUR



Monocylindre
5 m³ .... **490 F**
Bi-cylindres
10 m³ .... **860 F**
15 m³ .... **1 190 F**
Tri-cylindres
20 m³ .... **1 395 F**
OU MONOCYLINDRE
8 m³, 5 kg de pression ou 5 m³, 7 kg vendu avec moteur 1 CV, 220/380 V .... **740 F**

Pompe immergée pour puits ou forage profond jusqu'à 40 m. Peut distribuer l'eau jusqu'à 100 m. Faible encombrement 220 V .... **NET 790 F**

FLOTTANTE utilisation instantanée, refoulement 28 m 1 800 L/Heure, puits, rivière, mare, étang, piscine, pour abreuvoir, étable, arrosage, habitation, etc. Avec 10 m de câble ...... **TTC 990 F**

ELECTRO-POMPE
JETLY KV 3016.
220 V, mono. Aspirat. 6,50 m. Refoul. 20 m vertical, 200 m horizontal .... **525 F**

ENSEMBLE SOUS PRESSION
Pour DISTRIBUTION EAU ménagère avec réservoir 25 l .... **1060 F**
En 100 l à pression air .... **1490 F**

MONTEZ VOTRE GROUPE ELECTROGENE
GENERATRICE
5 kW 220-380 tri mono .... **3 600 F**

PALAN avec 4 m de câble
Capacité de traction 2 000 kg
Capacité de levage 1 000 kg
Poids 3,5 kg .... **240 F**

BRULEUR A MAZOUT
de 15 000 à 45 000 calories **1 530 F**

EQUIPEZ VOS RADIATEURS DE ROBINETS THERMOSTATIQUES,
fabrication allemande en 12 × 17 ou 15 × 21.
Prix .... **75 F**

CIRCULATEUR ACCELERATEUR
de chauffage central .... **360 F**

PLINTHES ELECTRIQUES
500 W .... **125 F**

FER A SOUDER 120 watts, 220 V, à chauffe-rapide .... **42 F**

MEULEUSE TRONÇONNEUSE
∅ 230, puissance 2 000 W, 6 000 tr, 220 V
Prix .... **750 F**

au prix de gros

Moteurs mono 220 V
1 CV 3 000 tours .... **515 F**
1,5 CV 3 000 tours .... **617 F**



MOTEURS ELECTRIQUES
triphasé 220/380
ventilés
NEUFS
Garantie 1 an

1 CV	3000 T/m	**329 F**	1500 T/m	**337 F**
1,5 CV	3000 T/m	**383 F**	1550 T/m	**442 F**
2 CV	3000 T/m	**443 F**	1500 T/m	**490 F**
3 CV	3000 T/m	**573 F**	1500 T/m	**632 F**
4 CV	3000 T/m	**707 F**	1500 T/m	**712 F**
5,5 CV	3000 T/m	**847 F**	1500 T/m	**892 F**
7,5 CV	3000 T/m	**1 123 F**	1500 T/m	**1 133 F**

Avec inter. jusqu'à 4 CV .... + **90 F**
Avec démarreur Et. triangle de 3 à 10 CV **250 F**

bles d'être montés à la sortie des émetteurs ;

2° les caractéristiques des transistors ESM 16 et 2N 3792 ;

3° des renseignements sur le composant dénommé « diac ».

1° Nous vous précisons qu'un amplificateur HF doit obligatoirement fonctionner en **linéaire** (rendement de l'ordre de 50 %) en AM et en SSB ; pour la FM, le fonctionnement en linéaire n'est pas nécessaire et l'on peut adopter la classe C avec un rendement de l'ordre de 65 à 70 %.

2° Caractéristiques maximales des transistors :

ESM 16 : silicium NPN ; Pt = 150 W ; VCe = 400 V ; Ic = 10 A ; h fe = 20 pour Ic = 5 A ; Ft = 5 MHz (transistor de puissance ou de commutation rapide). Pas de correspondance indiquée pour ce type de transistor.

2N 3792 : silicium PNP ; Pc = 150 W ; Ic = 10 A ; Ib = 4 A ; Vcb = 80 V ; Veb = 7 V ; Vce = 80 V ; h fe = 50 à 180 pour Ic = 1 A et Vcb = 2 V ; Ft = 30 kHz. Correspondances : BDX 18, BD 250, 2N 6247.

3° Une diac est constituée par deux diodes connectées en parallèle et en tête-bêche. Il est parfois difficile de déclencher correctement un thyristor ou un triac ; par exemple, dans le cas des fréquences très basses, la tension de déclenchement est atteinte lentement. On intercale alors une diac en série dans la connexion amenant le courant de gâchette de façon à fournir des impulsions de commande convenablement dimensionnées. Une diac forme donc une diode à déclenchement bidirectionnel qui permet d'isoler la gâchette du circuit de commande jusqu'à ce que la tension à ses bornes soit supérieure à la tension de déclenchement. Les diacs sont d'un emploi très répandu surtout dans les montages utilisant des triacs.

●

RR – 06.12 : M. Pierre GODARD, 52 ST-DIZIER, nous demande :

1° si nous avons déjà publié des articles se rapportant à la reproduction des circuits imprimés par procédés photographiques ;

2° des adresses de revendeurs-détaillants pour l'achat de lampes, de tubes cathodiques anciens, de blindages pour tubes cathodiques, ainsi que des résistances de 1/8 de watt.

1° Concernant la reproduction des circuits imprimés par les procédés photographiques, nous vous suggérons de bien vouloir vous reporter à nos publications suivantes :

« Radio-Plans » n° 313 (p. 62), n° 334 (p. 26) et n° 355 (p. 92).

« Electronique Pratique » n° 3 (p. 103).

« Electronique Applications » n° 3 (p. 47), n° 5 (p. 159), n° 7 (p. 27), n° 11 (p. 71), n° 14 (p. 81) et n° 16 (p. 67).

2° Vous pourriez vous procurer certains types de lampes anciennes, ainsi que des blindages en mumétal pour tubes cathodiques d'oscilloscopes chez :

Radio Tubes
40, boulevard du Temple,
75011 Paris

Vous pourriez vous procurer des résistances miniatures 1/8 W chez :

Radio Voltaire,
7, avenue Parmentier,
75011 PARIS.

En ce qui concerne plus particulièrement les blindages pour tubes cathodiques d'oscilloscopes, nous vous indiquons aussi l'adresse suivante :

Etablissements Balloffet,
1, rue Brunel,
75017 Paris

●

RR – 06.13 : M. Marcel LHORME, 77 MEAUX, nous entretient de divers sujets BF et nous demande des schémas d'amplificateurs, préamplificateurs-correcteurs, etc.

Vous nous dites être lecteur du « Haut-parleur », d'« Electronique Pratique » et de « Radio-Plans » ; en conséquence, il vous suffit de rechercher dans vos collections, car les montages que vous souhaitez réaliser ont déjà été décrits à plusieurs reprises sous différentes formes dans ces diverses revues.

Quant à la puissance BF nécessaire pour un volume de 80 m^3, tous les goûts sont dans la nature, et ne connaissant pas les vôtres, nous ne savons que vous conseiller. Pour certains 2 × 16 W sont difficilement soutenables ; d'autres aiment s'abrutir avec des puissances 5 à 6 fois plus importantes !

Concernant les adaptations d'impédances en BF, nous l'avons dit à maintes reprises dans cette rubrique, on peut toujours connecter la sortie d'un module à une impédance qui lui est égale **ou supérieure** (mais pas inférieure).

Les calages **spaciaux** des haut-parleurs dans une enceinte se font en alignant verticalement les bobines mobiles (à ne pas confondre avec la mise en phase électrique des bobines mobiles).

Le courant de repos d'un push-pull de transistors à l'étage de sortie est de l'ordre de 20 mA. S'il est ajustable, on le règle aux environs de cette valeur au moyen d'une résistance ajustable prévue à cet effet dans l'un des étages driver ou pré-driver qui précède. Dans certains cas, en effet, ce courant de repos peut ne pas être réglable ou vérifiable ; il n'en demeure pas moins que les caractéristiques des éléments des étages précédents déterminent alors un courant de repos voisin de l'intensité ci-dessus indiquée.

Enfin, dans un push-pull BF, il est capital d'utiliser des transistors de puissance soigneusement appariés. Si vous disposez des appareils de mesure suffisants, c'est une vérification que vous pouvez faire vous-même (mesures des intensités et du β) ; sinon, vous pouvez acquérir des transistors appariés chez les fournisseurs.

Notez au passage que la technique du mélange des « graves » pour un canal central est désormais abandonné par la majorité des constructeurs ; c'est une idée qui n'a jamais rien donné de remarquable !

●

RR – 06.17 : M. Francis DUCARD, 86 LIMOGES, nous demande conseil pour le remplacement d'une diode type MC 47, type ne figurant pas dans ses documentations et utilisée sur un téléviseur.

La diode SILEC type MC 47 est une diode de commutation au silicium.

Caractéristiques : tension inverse de crête = 200 V ; intensité directe nom. = 100 mA ; max. = 250 mA ; temps de recouvrement = 200 ns.

Elle peut se remplacer par 1N 4935, 1N 4942, 1N 5417 ou 1N 5615.

On peut aussi utiliser éventuellement une diode OA 200 (silicium également) ; mais la tension inverse de crête n'est que de 50 V avec une intensité directe nominale de 30 mA (temps de recouvrement = 3,5 μs). Cela dépend donc des caractéristiques (tensions et intensités) du montage dans lequel la diode est utilisée.

Les diodes de remplacement (types 1N...) citées ci-dessus sont d'origine U.S.A. et fabriquées par des firmes telles que International Diode – Electronics Devices – Microsemiconductor Corp. – General Instrument Corp. Ces firmes ont sûrement des représentants-revendeurs en France.

De toute façon, des sociétés très implantées en France telles que Motorola ou Texas Instruments ont très certainement dans leurs fabrications des **diodes de commutation** au silicium dont les caractéristiques sont identiques ou très voisines de celles que nous vous avons indiquées précédemment pour la diode MC 47 ; vous devriez questionner ces sociétés.

En immatriculation européenne, vous avez aussi les types BYX 58-200 (Silec) ou BAX 15 (Philips – RTC – Valvo, etc.) qui pourraient également convenir.

VENTE PROMOTIONNELLE A DES PRIX FOUS SUIVANT DISPONIBILITE DES STOCKS

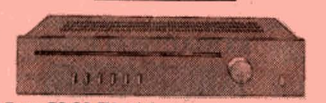
COMPOSEZ VOTRE CHAINE HI-FI



• **Platine Tourne-disques.** Entraînement courroie.
Prix .... **540 F**



Amplificateur 2 x 10 W. Tuner PO-GO-FM stéréo. **Mini K7 stéréo** lecteur-enregistreur déconnectable et pouvant fonctionner indépendamment. 2 mini-enceintes. Alim. batterie 12 V ou secteur
Prix .... **1290 F**



• **Tuner PO-GO-FM stéréo.**
Indicateur de niveau du signal par diodes électrolumi-nescentes .... **590 F**



• **Platine K7 stéréo**
Chargement frontal. Dolby sélecteur de bandes. «Métal». VU-mètres électroluminescent. Touches douces.
Prix .... **849 F**

CHAINE HIFI 2 x 33 W «RADIOLA»

PLATINE disques
auto. ou manuelle
TUNER
PO.GO.FM.stéréo synthétiseur digital quartz
AMPLI 2 x 33 W/8 Ω
PLATINE K7 Dolby métal



2 ENCEINTES 3 voies, 45/80 W
Meuble RACK luxe
PRIX : 3990 F

ENCEINTES ACOUSTIQUES NEUVES



20 W, 2 voies
H40 x L24 x P16
La paire ....**200 F**

40 W, 3 voies
façade amovible
La paire ....**390 F**

50 W, 3 voies
façade amovible
H49 x L27 x P22
La paire ....**480 F**

60 W, 3 voies
façade amovible
H52 x L29 x P22
La paire ....**600 F**

80 W, 3 voies. Façade amovible
H57 x L33 x P25. La paire .... **880 F**

MATERIELS VENDUS AVEC UN LEGER DEFAUT D'EBENISTERIE

GARANTIE : 1 AN
H.P. Gde Marque



10 W. 1 voie.
Pièce ....**60 F**
20 W. 2 voies.
Pièce ....**90 F**
30 W. 3 voies
Pièce ....**140 F**
40 W. 3 voies.
Pièce ....**190 F**
50 W. 3 voies.
Pièce ....**190 F**

PIETEMENT

pour téléviseur, électrophone, chaîne Hi-Fi, enceintes, etc.................. **50 F**

MINI CHAINE STEREO PORTABLE



Amplificateur 2 x 10 W. Tuner PO-GO-FM stéréo. **Mini K7 stéréo** lecteur-enregistreur déconnectable et pouvant fonctionner indépendamment. 2 mini-enceintes. Alim. batterie 12 V ou secteur
Prix .... **1290 F**

MINI-LECTEUR DE K7

Stéréo.
Avance rapide.
2 prises casques.
Prise alimentation extérieure.
Livré avec mini-casque et bandoulière.



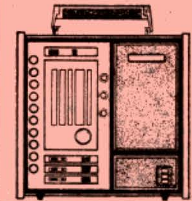
Prix.......... **249 F**

MAGNETO K7 «CROWN»



Enregistrement/lecture Piles/secteur. Micro incorporé. compte-tours, tonalité réglable. Prises enregistrement, micro, écouteur.
Prix .... **340 F**

Récepteur «MERIDIAN 212»



PO-GO-5 OC-FM. 3 stations préréglables en FM. Commutation A.F.C. Réglages aigu, grave, volume. Indicateur d'accord. Alim. piles ou secteur. Prises magnéto, casque.
Prix...... **390 F**

RADIO K7 mono



PO-GO-OC FM
Piles/Secteur.
Arrêt automatique en fin de bande.
Antenne téléscopique.
Prise HP ext.
Prise micro avec télécommande.

Contrôle enregistrement par Led.
Prix.................................. **490 F**

RADIO K7 - Stéréo

PO-GO-FM. K7 stéréo. Piles/secteur. Arrêt automatique en fin de bande. Antenne téléscopique.

(Photo non contractuelle)

Prix exceptionnel **680F**

PO-GO-FM-OC K7 stéréo........................**780 F**

RADIO-REVEIL ELECTRONIQUE

PO.GO.FM. Secteur. Affichage digital. Pile de secours sur l'horloge en cas de coupure de courant.
Prix .... **248 F**

CASQUES STEREOPHONIQUES

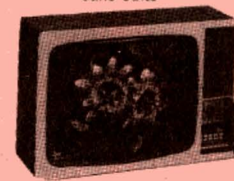
• **Modèle avec interrupteur marche / arrêt et dosage à chaque écouteur** .... **68 F**

CASQUE MINIATURE

Ultra léger, stéréo, pour Walkman .... **49 F**

PROMOTION EXCEPTIONNELLE

sans suite



Téléviseur couleur 66 cm grande marque - Tube R.T.C.

2990 F

(Photo non contractuelle)

VENTE PROMOTIONNELLE

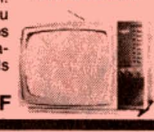
(sans suite. Quantité limitée)

TELEVISEURS COULEURS
NEUFS GARANTIS. Equipés avec prise PERITEL

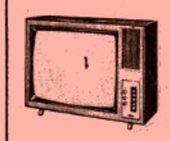
42 cm (42 K 585) télécommande	**3290 F**
51 cm	**2590 F**
51 cm télécommande	**2980 F**
56 cm	**2790 F**
56 cm télécommande	**3280 F**
67 cm	**3290 F**
67 cm télécommande	**3590 F**

TELEVISEUR 32 cm N et B «RADIOLA»

Très belle présentation. Alimentation 220 V ou 12 V batterie. 8 touches de programmation. Matériel neuf emballé. Poids 6 kg.
Prix .... **980 F**



TRES BEAUX TELE. 2e MAIN garantie 1 an

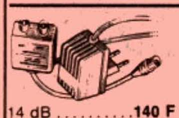


Téléviseurs noir et blanc
44 et 51 cm.....**Prix 490 F**
Télé couleur 2e main
à partir de 1500 F
Suivant disponibilité

Photo non contractuelle

POUR TELEVISEURS ET CHAINES HI-FI REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION

Type 250 VA
Entrées
110 ou 220 V
Sorties : 220 V
Régulées à ± 1 %
Temps de régulation : 1/100 de seconde.
Convient à tous les appareils qui demandent l'emploi d'un régulateur ....**240 F**
Spécial TELE COULEUR «DYNATRA» 400 VA
Entr. 110, sort. 110. Entr. 220. Sortie 220. Super affaires .... **520 F**



AMPLIFICATEUR D'ANTENNE 23 dB

se branche directement sur le secteur .... **190 F**

14 dB .... **140 F**

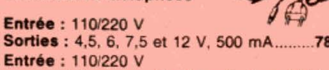
ENSEMBLE CAMERA MONITEUR VIDEO

Comprenant :
• Caméra fixe avec objectif. Alim. 220 V.
• Moniteur vidéo, écran 32 cm, alimentation 220 V.
NEUF
Prix............**2490 F**

Caméra seule..........**1580 F**

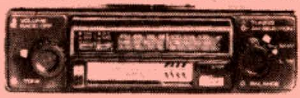
ALIMENTATIONS SECTEUR

Universelles multiprises



Entrée : 110/220 V
Sorties : 4,5, 6, 7,5 et 12 V, 500 mA........**78 F**
Entrée : 110/220 V
+ ou – à la masse. **Sorties** : 3, 6 ou 9 V. 300 mA, avec multiprise.................. **46 F**

PROMOTION AUTORADIO K7

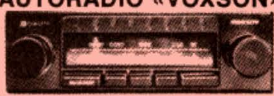


PO-GO-K7 mono avec HP .... **250 F**
PO-GO-FM stéréo K7 stéréo, 2 x 7 W... **490 F**

Exceptionnel 190 F AUTORADIO PO-GO-FM

avec HP neuf sans cadran (en état de fonctionnement)

AUTORADIO «VOXSON»



PO.GO. 3 stations préréglées. Lecteur de cartouches 8 pistes 2 x 5 W stéréo.
Prix................................ **190 F**

ADAPTATEUR K7



Pour lecteur de cartouches 8 pistes. Alimentation directe. Avance rapide.
Prix
239F

L'ensemble autoradio + adaptateur K7 .... **390 F**

AUTORADIO «VOXSON»



PO-GO-FM stéréo, K7 stéréo. 16 stations préréglables. Booster incorporé 2 x 20 W. Contrôle de tonalité, balance. Avance et retour rapide verrouillable. Tiroir antivol............ **2390 F**

• HAUT-PARLEUR • EN COFFRET AVEC AMPLIFICATEUR



2 entrées : 4 Ω. Puissance : 6 W. B.-P. 45 à 20000 Hz. Alim. : 12 V. Négatif à la masse.
Prix.................................. **50 F**

HAUT-PARLEUR de portière

20 W/4 Ω. La paire.......................... **120 F**

HAUT-PARLEURS POUR VOITURE

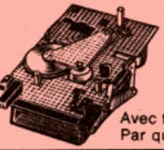
Prix.. **30 F**

ANTENNE AUTO



ANTENNE D'AILE ELECTRIQUE
(L : 1,10 m) se commande du tableau de bord.
12 volts............................**98 F**

MONTEZ VOUS MÊME VOTRE LECTEUR DE K7



PLATINE LECTEUR de K7
Complète, prête à fonctionner avec alimentation régulée du moteur.
Avec tête **STEREO** ......**79 F**
Par quantité, nous consulter

TETES LECTURE DE MAGNETOPHONE

Mono ...... **20 F** • **Stéréo** ...... **40 F**

MICRO A TELECOMMANDE

pour magnéto à K7. Avec fiches ....**22 F**
ou DIN ....**24 F**

CASSETTES

C 60 ferro Radiola ....**8 F**
C 120 ....**7 F**

BOBINE MAGNETIQUE

∅ 18 cm (pleine) : **12 F** ....Bobine vide ∅ 18 cm **3 F**

• PROGRAMMATEUR THEBEN-TIMER



Chrono-program.
Mise en route/arrêt appareils électriques. **120 F**

HP 09-83

Vend au détail, au prix de gros

COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE

ENTREPOTS et EXPEDITIONS : 94 quai de la Loire, 75019 Paris. Tél. 205.03.81. M° Crimée
41 bis, quai de la Loire (face au 90) Angle 157 rue Crimée, 75019 Paris.
245, rue du Fg St-Martin, 75010 Paris. Tél. 607.47.88. M° Jaurès - Louis Blanc.

• **CONDITIONS SPECIALES POUR LES PROFESSIONNELS** •　　PARKING DANS LA COUR

Prix établis au 1.9.83

Initiation à la pratique de l'électronique

LA DROITE DE CHARGE

LORS de la conception de circuits électroniques comportant des diodes, des transistors ou des tubes, le tracé de la droite de charge sur le réseau de caractéristiques apporte au technicien de précieux renseignements.

Dans les circuits à diode, la droite de charge permet de connaître avec précision les tensions aux bornes des composants et leur comportement pour des variations de tensions d'alimentation, ce qui est important de connaître.

De même, pour tirer le meilleur parti d'un amplificateur à transistor, la droite de charge permet de choisir la tension d'alimentation et la résistance ou l'impédance de sortie de l'étage la plus adaptée, sans dépasser la limite de dissipation du transistor, tout en profitant du maximum de tension de sortie compatible avec un minimum de distorsion.

Le technicien a donc tout intérêt à apprendre à tracer cette droite de charge afin de choisir le point de fonctionnement en régime continu et prévoir le comportement de son circuit en régime variable (signal alternatif).

V_D lorsqu'on fait varier soit U, soit la valeur de R.

On superpose donc à la caractéristique I_D/V_D une droite dont l'inclinaison dépend de la valeur de R. Pour la tracer, deux situations particulières sont à considérer.

D'abord, la tension entre A et B, la charge étant déconnectée. Puis, en supposant cette charge en court-circuit, on calcule par la loi d'Ohm le courant résultant.

Revenons sur ces deux cas. Dans le premier (fig. 2a), puisque le courant est nul, on retrouve entre A et B la valeur U de la tension d'alimentation (il n'y a pas de chute dans R). On obtient de cette façon le point X sur le réseau de caractéristique (fig. 3).

Ensuite (deuxième cas), la diode est remplacée par un court-circuit, la tension entre A et B est nulle, et le courant entre ces points est calculé par la loi d'Ohm. Dans notre exemple, ce courant maximal est U/R soit 1,5 V/1 kΩ = 1,5 mA.

C'est le point Y de la droite de charge. L'intersection entre la caractéristique de la diode et la droite de charge (point Z) nous indique le courant dans la charge (I) ainsi que la tension aux bornes de

Tracé de la droite de charge

La droite de charge est une droite placée sur le réseau de caractéristique indiquant la relation entre le courant et la tension dans la charge.

Pour commencer, prenons comme exemple un circuit simple comportant une diode et une résistance. La droite de charge, représentative de la valeur ohmique de la résistance, se superpose à la caractéristique I_D/V_D de la diode.

Un circuit régulateur à diode est donné sur la figure 1. Il peut être intéressant de connaître la tension V_D ou la tension V_R, ou encore la nouvelle valeur de

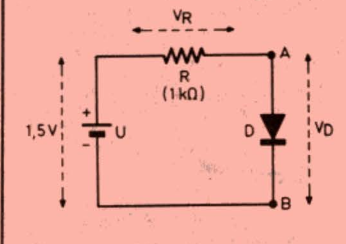


Fig. 1. – Circuit régulateur à diode.

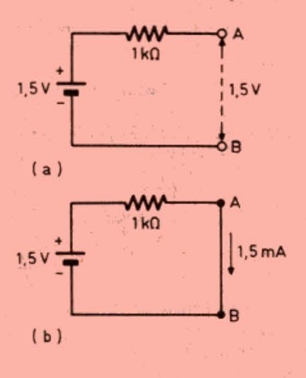


Fig. 2. – Pour le tracé de la droite de charge, on considère la tension à vide (a) et le courant en court-circuit (b).

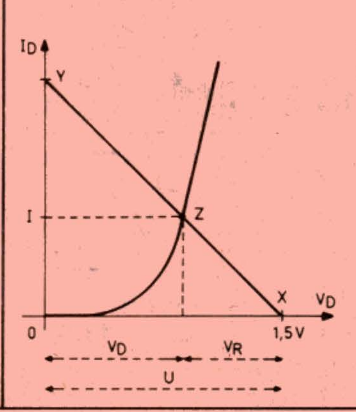
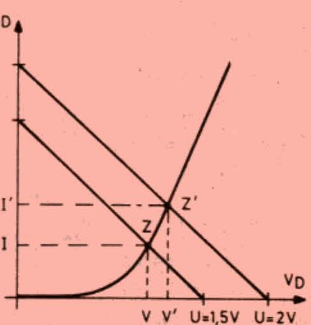


Fig. 3. – Le point Z indique le courant dans la charge et la tension à ses bornes.



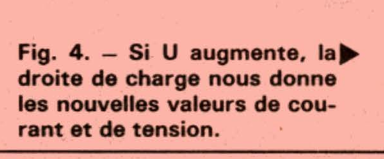


Fig. 4. – Si U augmente, la droite de charge nous donne les nouvelles valeurs de courant et de tension.

cette charge (V_D) et celle aux bornes de R (V_R).

Si maintenant nous augmentons la valeur de U (sans changer R), la droite de charge se déplace parallèlement sur la caractéristique I_D/V_D de la diode (fig. 4). De même, si nous changeons la valeur de R (sans changer U), la droite de charge sera plus ou moins inclinée, l'axe de pivotement étant la tension d'alimentation U (fig. 5). La droite se rapproche d'autant plus de l'horizontale que la valeur de R est plus grande.

Donc, en résumé, pour tracer la droite de charge, on considère d'une part la tension d'alimentation du circuit U et d'autre part le courant maximal égal précisément à la tension U divisée par la résistance.

Droite de charge d'un régulateur Zener

Le procédé est le même, la seule différence est que l'on opère sur la partie inverse de la caractéristique de la diode (I_{inv}, V_{inv}) (fig. 6). La droite de charge part de la tension d'alimentation de 18 volts (point X) et arrive au point Y, dont la valeur est calculée comme pour l'exemple précédent : 18 V/1 kΩ = 18 mA. Le point Z nous donne la tension régulée (6,3 V) et le courant I_Z moyen (11,9 mA).

En diminuant la valeur de R, on s'aperçoit que, vu la pente abrupte de la caractéristique, le courant I_Z moyen augmente dans de grandes proportions, mais que la valeur de V_Z ne varie presque pas.

Droite de charge d'un étage à transistor

Le tracé de la droite de charge apparaît sur le réseau de courbes I_C/V_C pour différentes valeurs de I_B.

Commençons par un montage de commutation dont le schéma est représenté figure 7. Nous appliquons les mêmes règles que pour les diodes. Soit premièrement le transistor déconnecté, la tension aux bornes de A et de B est égale à la tension d'alimentation U. Ensuite, le transistor étant en court-circuit, le courant parcourant R_C est égal à U/R_C. Ces deux valeurs sont portées sur le réseau de caractéristiques I_C/V_{CE}. Prenons un exemple pratique. La tension d'alimentation est de 15 V et R_C est de 5 kΩ. Les points X et Y sont respectivement 15 V et 75 mA. Tout

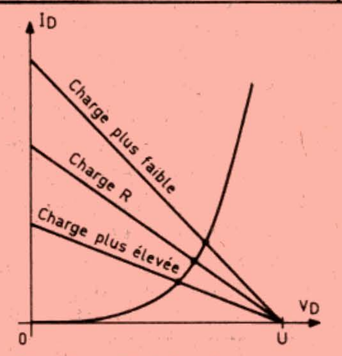


Fig. 5. – Plus la charge est élevée, plus elle se rapproche de l'horizontal.

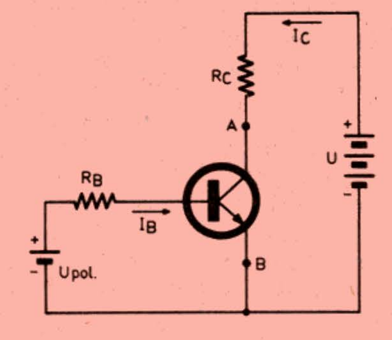


Fig. 7. – Montage de commutation.

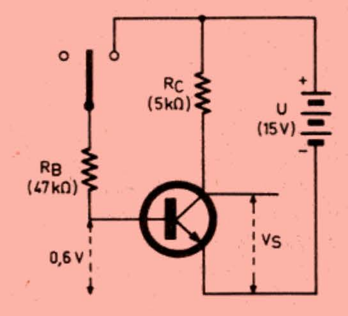


Fig. 9. – La tension V_S ne prend que deux valeurs : zéro et 15 V.

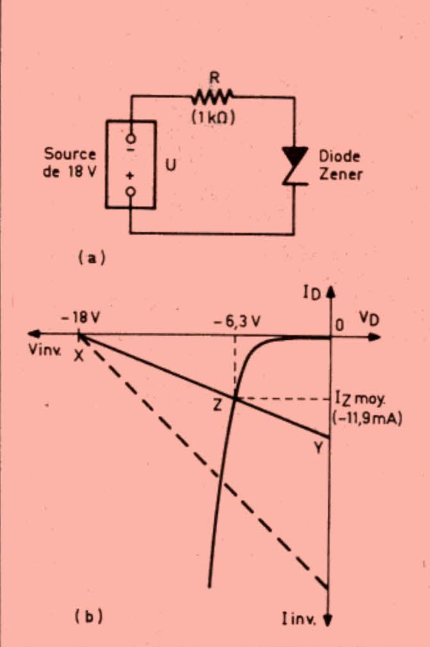


Fig. 6. – Régulateur Zéner (a) et sa droite de charge (b).

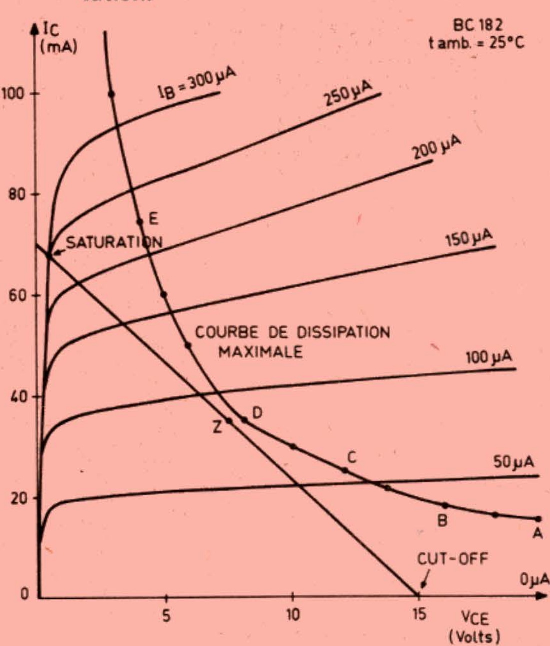


Fig. 8. – Tracé de la droite de charge sur le réseau I_C/V_{CC} d'un transistor.

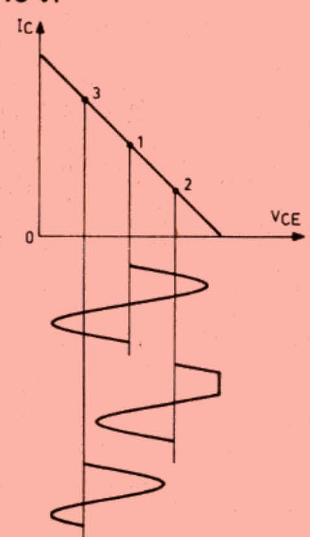


Fig. 10. – Le point de fonctionnement doit être situé au milieu de la droite pour avoir le maximum de tension de sortie sans distorsion.

comme pour les diodes, ils ne sont valables que pour une tension d'alimentation et une résistance données.

Notons les points importants de cet étage de commutation. Le croisement entre la droite de charge et la droite $I_B = 0$ correspond au « cut-off ». Nous voyons sur la caractéristique que si ce courant d'entrée est nul, aucun courant I_C ne traverse le transistor (transistor bloqué) et la tension émetteur-collecteur est pratiquement égale à la tension U (fig. 8).

Le point de saturation est obtenu avec un fort courant d'entrée (ici 300 µA). Si I_B est égal à cette valeur ($I_B = I_{Bsat}$), le transistor est saturé et la tension entre collecteur et émetteur est très faible (0,5 V) tandis que le courant collecteur atteint presque 70 mA. Pour des valeurs supérieures à I_{Bsat}, la tension V_{CE} ne varie pas et le courant de saturation I_{Csat} est approximativement égal à U/R_C.

Un transistor fonctionnant en commutation ne donne donc en sortie que ces deux valeurs de tension (zéro volt et tension d'alimentation). Quant à la base du transistor, elle est traversée par un courant qui ne prend que deux valeurs : 0 mA (au cut-off) et I_{Bsat} (à la saturation). C'est cette dernière qui détermine la résistance R_B. La formule est :

$$R_B = \frac{V_{pol} - V_{BE}}{I_{Bsat}}$$

La source de polarisation (U_{pol}) peut être la tension d'alimentation U du collecteur. Quant à V_{BE}, sa valeur est fixe : entre 0,6 et 0,7 V pour la majorité des transistors (silicium). Pour notre exemple, et avec le schéma représenté figure 9, R_B doit être égal ou inférieur à 47 kΩ.

Passons maintenant à un montage à transistor fonctionnant en amplificateur classe A. Le point de fonctionnement doit se trouver au milieu de la droite de charge (point Z). Il n'y a plus deux points de fonctionnement comme en commutation, mais un seul. Ce point, appelé également « point de repos », nous donne la valeur de la tension V_{CE} et du courant I_C du collecteur, lorsqu'il n'y a pas de signal alternatif sur la base. Avec les mêmes composants que dans l'exemple donné, le courant et la tension de repos sont de 35 mA et 7,5 V, ceci pour un courant I_B de l'ordre de 85 µA. Il en résulte que R_B doit changer de valeur :

$$R_B = \frac{15 - 0,6}{85 \times 10^{-6}} \simeq 170\ k\Omega$$

Si I_B vient à varier, il est évident que I_C et V_{CE} varieront.

La zone active du transistor est comprise entre le point de saturation et le cut-off. Donc, dans le but d'obtenir le maximum de tension en sortie (cas de signaux forts), ou bien pour bénéficier d'un minimum de distorsion du signal (amplis haute fidélité), on a intérêt à placer le point de fonctionnement à mi-chemin entre les deux positions extrêmes mentionnées ci-dessus (fig. 10). Ceci est mis en évidence avec un générateur BF et un oscilloscope. La tension crête à crête à la sortie du générateur est légèrement inférieure à la tension d'alimentation U.

En faisant varier R_B (dans I_B), on obtient la valeur optimale de polarisation du transistor (fig. 11).

Pour s'assurer que l'on travaille bien dans une zone linéaire, un bon moyen est de tracer la courbe I_C/I_B afin de mieux choisir le point de repos, et modifier éventuellement la valeur de la résistance de charge de l'étage (fig. 12). Sur le tracé de caractéristique de droite, on considère les points d'intersection des courbes de I_B avec la droite de charge. Ces points sont reportés sur le réseau de gauche, d'où le tracé de la ligne résultante plus ou

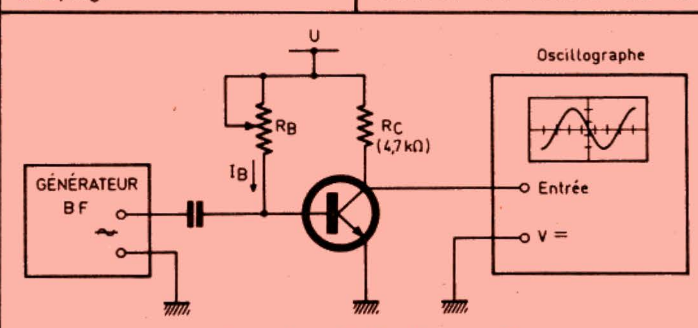


Fig. 11. – Contrôle à l'aide d'un oscilloscope.

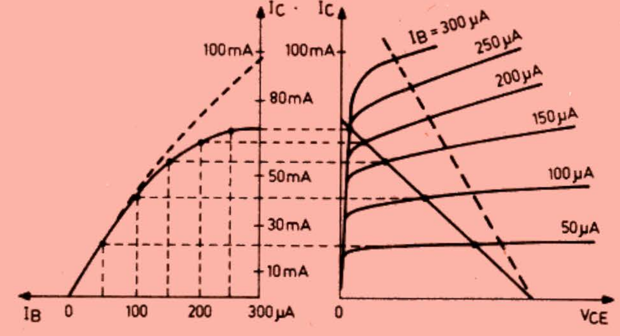


Fig. 12. – Contrôle de la linéarité par le tracé de la caractéristique I_C/I_B (meilleure linéarité par l'emploi d'une charge plus faible).

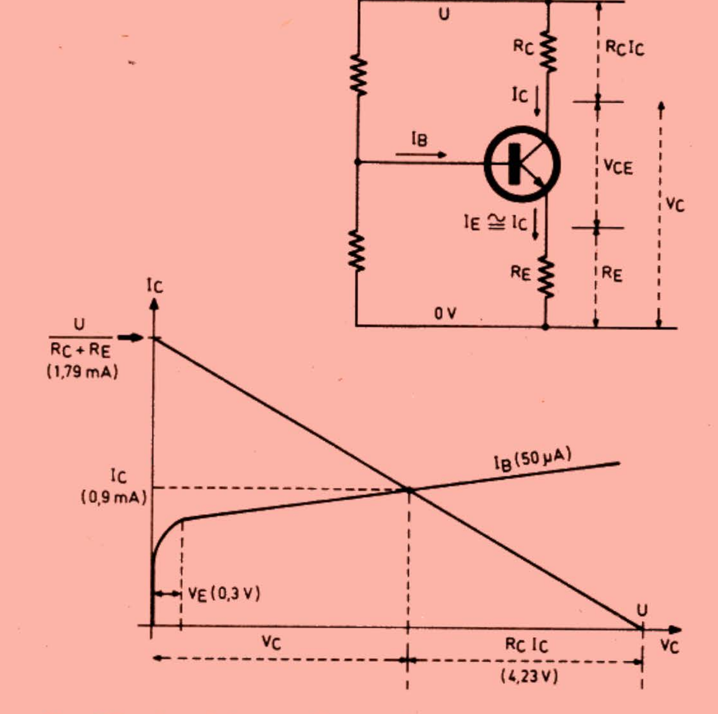


Fig. 13. – La résistance R_C doit être prise en compte pour le tracé de la droite de charge.

moins droite. En modifiant la position de la droite de charge sur le réseau I_C/V_{CE}, on recherche la caractéristique la plus droite, puis, sur celle-ci, on choisit le point de fonctionnement à son centre, afin d'éviter au maximum les distorsions.

Résistance dans le circuit émetteur

Comment tracer la droite de charge lorsque le montage comporte une résistance R_E dans l'émetteur ? Il suffit d'opérer comme auparavant, en considérant la charge totale comme étant égale à $R_C + R_E$. Du point de vue pratique, la droite de charge part toujours de la valeur U sur l'axe horizontal, pour arriver à une valeur de courant égale à :

$$\frac{U}{R_C + R_E}$$

Le croisement avec la caractéristique I_B nous donne la valeur du courant de repos I_C et la tension entre le collecteur et le zéro volt (masse du montage). En ce qui concerne la tension aux bornes de R_E, elle est facilement calculable. Le courant émetteur est égal (à la valeur de I_B près) au courant collecteur, ce qui fait que la tension V_E est égale pratiquement à R_E multiplié par I_C (fig. 13).

Avec U = 9 volts, R_C = 4,7 kΩ et R_E = 330 Ω, la charge totale du transistor est 5 030 Ω, ce qui donne un I_C max de 1,79 mA. Si l'étage est polarisé avec un I_B de 3 μA donnant un courant de repos de 0,9 mA, la chute R_C I_C est de 4,23 V et la tension V_E est de 0,3 V.

La méthode de calcul est la même pour un circuit déphaseur (fig. 14) ou pour un montage collecteur commun (adaptateur d'impédance de la figure 15). Dans le premier, la charge totale est 940 Ω, la tension de repos sur l'émetteur est de 4,7 volts (470 Ω × 10 mA), celle entre collecteur et masse est de 13,3 V (U − R_C I_C). Quant au second montage, le point de repos se trouve au milieu de la droite de charge (10 kΩ). La tension de repos est de 10 V.

Application au bistable

Le mois dernier, nous avons parlé du montage bistable. Dans le circuit émetteur d'une des versions est insérée une résistance. Il est nécessaire de calculer la tension aux bornes de celle-ci. Ce qui complique le problème est que le transistor fonctionne en commutation.

La droite de charge est tracée pour U = 12 V et pour une charge égale à 4,7 kΩ + 1 kΩ (fig. 16). Les transistors fonctionnant en tout ou rien, les points de repos ne peuvent prendre que deux valeurs : X ou Y. Si celui de T_1 est en X, celui de T_2 est en Y, et inversement.

En supposant que T_2 soit passant, son courant collecteur, de même que sa tension V_C, sont donnés par la droite de charge (point Y : I_C = 68 mA ; V_C = 0,5 V). Connaissant ainsi I_C, il est facile, d'après ce que nous avons dit, de connaître V_C et les tensions sur les bases.

Attention à la puissance dissipée

La puissance dissipée $P_{C\,max}$ donnée par le constructeur est à considérer pour le tracé de la droite de charge. Lorsqu'on désire utiliser le transistor au maximum de ses possibilités (V et I élevés), il est

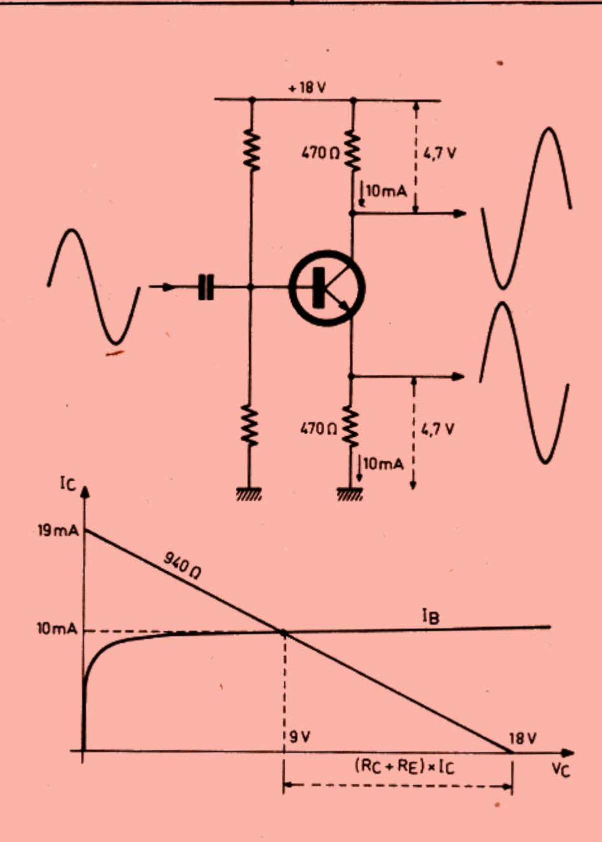


Fig. 14. – Circuit déphaseur et sa droite de charge.

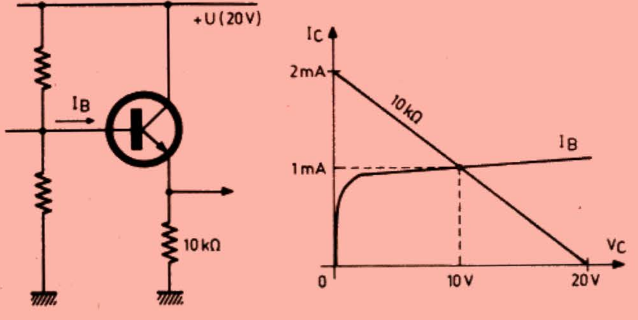


Fig. 15. – Adaptateur d'impédance et sa droite de charge.

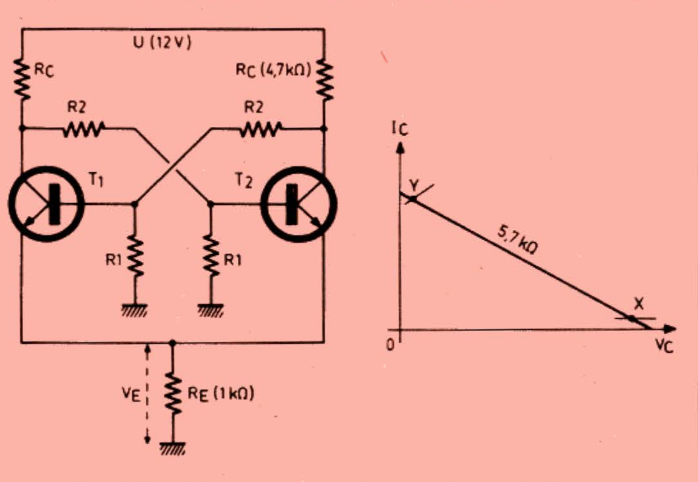


Fig. 16. – Montage bistable et sa droite de charge.

primordial de tracer d'abord la courbe de dissipation maximale. Il suffit d'appliquer la formule : $P_{C\,max} = V_{CE} \times I_{C\,max}$.

Si $P_{C\,max}$ est de 0,3 W, on calcule $I_{C\,max}$ pour différentes tensions V_{CE}. Soit $V_{CE} = 20$ V,

$$I_C = \frac{0{,}3\ W}{20\ V} = 15\ mA$$

En donnant successivement à V_{CE} les valeurs 16, 12, 8 et 4 V, le courant résultant est 18, 25, 37 1/2 et 75 mA respectivement. Ces points sont joints entre eux, ils donnent la courbe représentée sur la figure 8 (points A, B, C, D et E). En aucun cas, la droite de charge ne doit couper cette hyperbole.

Cette courbe de dissipation peut être tracée par le même procédé pour les diodes (de signal ou Zener). Les valeurs maximales de courant et de tension doivent également être prises en considération. Elles sont de 200 mA et de 50 V pour le transistor BC 182.

Droite de charge en alternatif

Parfois le circuit comporte des éléments dont le comportement n'est pas le même en alternatif qu'en continu. Une résistance shuntée par un condensateur peut être une charge négligeable si la fréquence du signal qui lui est soumis est élevée. Dans le schéma de la figure 13, si la résistance R_E est shuntée par un condensateur de forte valeur, la charge en continu est bien toujours $R_C + R_E$, elle tombe à R_C si la réactance de C_E est faible par rapport à R_E.

De même pour le montage collecteur-commun de la figure 17. L'ensemble CR_C est un circuit de découplage dont la valeur de R_C est plutôt faible par rapport à celle de R_E. Le condensateur C possède une forte valeur de façon que $X_C = 0$ pour les fréquences de fonctionnement.

Le point X est donc au potentiel de la masse en alternatif. La charge du transistor, égale à $R_C + R_E$ en continu, passe à R_E en alternatif.

La charge peut parfois être plus grande en alternatif qu'en continu. Dans un étage de puissance chargé par un transformateur (fig. 18), la charge en continu est assez faible, c'est la somme de R_E et de la résistance ohmique du primaire du transformateur. En alternatif, vient s'ajouter l'impédance rapportée au primaire Z'_C.

Dans ces cas particuliers, on trace d'abord la droite de charge en continu pour obtenir le point de repos du montage (P).

On trace ensuite la droite de charge en alternatif, correspondant à Z'_C. Celle-ci, plus inclinée, passe par le point P.

J.-B. P.

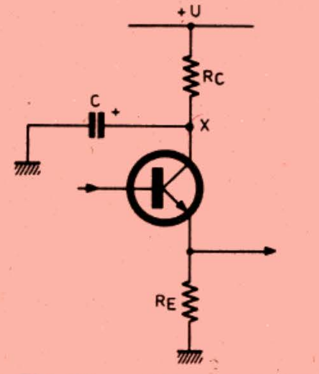


Fig. 17. – Montage collecteur commun. En alternatif, le point X est au potentiel de la masse.

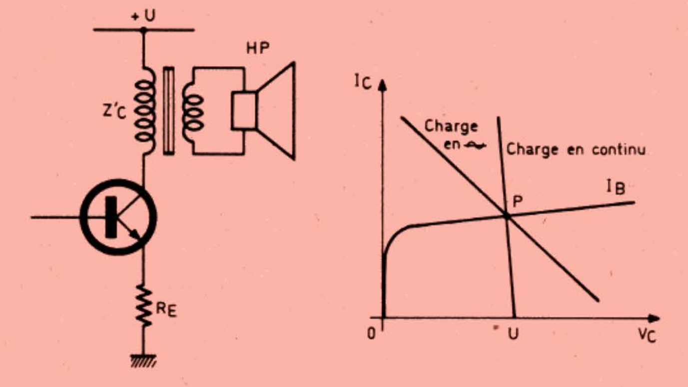


Fig. 18. – Amplificateur de puissance et ses droites de charge.

Bloc-notes

LES TROISIEMES CHAMPIONNATS EUROPEENS DE MODELISME ET DE MAQUETTISME

Les troisièmes championnats européens de modélisme et de maquettisme sont organisés à l'occasion du cinquième Salon international de la Maquette et du Modèle réduit, par Spodex, avec le concours d'I.P.M.S. France.

Deux nouveautés pour 1984 :

Les championnats, de nationaux, deviennent européens. Ils dépassent nos frontières et comptent maintenant de nombreuses participations étrangères.

Une catégorie débutant est créée, pour permettre aux maquettistes et modélistes non expérimentés de participer aux championnats sans toutefois devoir affronter les « pros » de la compétition.

Le championnat de maquettisme :

Il réunira des maquettes, représentations statiques et fidèles de la réalité à une échelle donnée.

Le championnat de modélisme :

Il réunira des modèles en ordre de marche, qui évoluent conformément à la réalité, mais qui ne seront jugés que sur leurs conception et réalisation.

Les prix :

Dans chacune des catégories définies, est attribué : un certificat de mérite, une médaille d'or, une médaille d'argent, une médaille de bronze, un accessit débutant ; premier prix I.P.M.S. ; 2e prix I.P.M.S., plus un grand nombre de prix offerts par les exposants.

Frais de participation :

20 francs par réalisation. Le nombre de ces réalisations n'est pas limité mais il ne sera pas demandé plus de 200 francs par participant.

Demi-tarif pour les moins de 16 ans.

Inscriptions et renseignements complémentaires :

Avant le 31 janvier 1984 à Spodex, 2, place de la Bastille, 75012 Paris. Tél. : 345.55.55.



BP n° 12 - 63, rue de Coulommes
Sté I.C.P. 77860 QUINCY-VOISINS
Tél. 004.04.24

OUVERT de 8 à 12 h et 14 h à 17 h
FERME SAMEDI APRES-MIDI DIMANCHE et FETES

Si vous venez de Paris : prendre l'autoroute de l'Est A4, direction de Meaux, sortir après le péage de Coutevroult à la première sortie via Crecy, en direction de Couilly.

CONDITIONS GENERALES DE VENTE
Aucun envoi contre-remboursement. **Minimum** d'expédition **50,00 F** + port. **Règlement** par **Chèque** joint à la **commande.**

- **CABLE COAXIAL RG8B/U 50 Ω,** longueur 12 m environ équipé à chaque extrémité d'un PL 259 téflon. Ensemble à l'état de neuf. **Prix : 60,00 F** + port 19,00 F

- **RACCORD COAXIAL UG 363/U** pour raccorder deux PL 259. **Prix : 15,00 F** + port 6,30 F

- **DETECTEUR de métaux,** modèle SCR 625 à **Transistors.** Très léger. **Livré avec une housse de transport en toile.** Alimentation par piles (6) de 1,5 V. **Expédition en port dû par SNCF. Prix : 750,00 F.**
Documentation contre enveloppe timbrée

- **Lot de 10 QUARTZ FT 243 -** Fq 7000 - 7025 - 7050 - 7075 - 7100 - 8000 - 8025 - 8050 - 8075 - 8100 kHz. **L'ensemble : 25,00 F** + port 9,20 F
- **LOT de 50 QUARTZ FT 243.** Fréquences diverses. **L'ensemble : 25,00 F** + port 19,00 F
- **QUARTZ 50 kHz** en tube verre support 7 broches miniatures. **Prix : 25,00 F** + port 9,20 F
- **QUARTZ 100 kHz** support octal pour récepteur «CSF» stabilidine. **Prix : 50,00 F** + port 9,20 F

EXCEPTIONNEL

MICRO T17. P.U. 18,00 F + port PTT 13,10 F. **Commandé par 10 pièces P.U. 12,00 F.** Expédition en Port dû par SNCF.

CASQUES HS 30. Impédance 250 Ω **P.U. 25,00 F** + port PTT 13,10 F. **Commandé par 10 pièces P.U. 20,00 F.** Expédition en Port dû par SNCF.

ANTENNE longue pour BC 1000. **P.U. 50,00 F** + port PTT 8,50 F

ANTENNE courte pour BC 1000. **P.U. 35,00 F** + port PTT 8,50 F

QUANTITES LIMITEES

CORDONS CD 604 P.U. 15,00 F + port PTT 8,50 F. **Commandé par 10 pièces P.U. 10,00 F** +port PTT 31,80 F

(Avec transfo C410 P : 250 Ω - S : 8000 Ω. Pour utilisation du HS 30 en haute impédance.)

COMBINE TS13 pour utilisation avec BC620, BC659, etc.
Livré en emballage d'origine.
Prix 50,00 F + port 17,60 F.

- **ANTENNE GONIOMETRIQUE** pour TR-PP-8A. Type AT 249/GRD. Matériel neuf livré avec sac de portage en toile. **Prix 150,00 F** + port PTT 24,60 F
Documentation contre enveloppe timbrée
- **ANTENNE TELESCOPIQUE** U.S. type AN 45. Longueur replié 0,40 m. Longueur déployé 2,50 m. Diamètre 10 mm. Poids 0,2 kg.
- **EMBASE U.S.** Type TM 206A pour AN45. Sortie par fiche coaxiale SO239.
L'ensemble à l'état de neuf (indivisible). **Prix : 60,00 F** + port 19,00 F.
- **ISOLATEUR D'ANTENNE STEATITE.** Dim. 130 x 25 x 25 mm. Poids 0,1 kg.
Prix : 15,00 F + port PTT 8,50 F.
Commandé par 10 pièces **Franco 120,00 F.**

- **ISOLATEUR D'ANTENNE STEATITE.** Dim. L. 65 mm, ∅ 14 mm. Poids 30 g.
Prix unitaire : 10,00 F + Port PTT 6,30 F.
Commandé par 10 pièces : FRANCO 90,00 F.

- **SELF de CHOC «NATIONAL»** R152 : 4 milli H. - 10 Ohms - 600 mA. Isolement stéatite. **P.U. 37,50 F** + port PTT 9,20 F.
- **SELF DE CHOC «NATIONAL»** R154 - 1 mH - 60 ohms - 600 mA isolement stéatite. Tension d'essai : 15 kV. **Prix : 45,00 F** + port PTT 9,20 F.
- **JACK PL 55. Vendues par 10 pièces : Prix 95,00 F** FRANCO
- **JACK PL 68. Vendues par 10 pièces : Prix 95,00 F** FRANCO

- **LISTE de 100 NOTICES «FERISOL»**
- **LISTE de 80 SORTES de CONDENSATEURS VARIABLES : EMISSION-RECEPTION**

CONTRE 6,30 F en timbres

FILTRE MECANIQUE «COLLINS» POUR MF DE 455 kHz.
Modèle 1 : bande passante 4 kHz. Modèle 2 : bande passante 8 kHz. Modèle 3 : bande passante 16 kHz.
Matériel neuf en emballage d'origine.

Prix pour le modèle de votre choix **100,00 F** + port PTT 9,20 F.
Les 3 modèles pris en une seule fois. **Prix Franco 250,00 F.**
Documentation contre enveloppe timbrée.

EXTRAIT DE NOTRE TARIF DE TUBES + Port contre remboursement

2C39A	**118,60 F**	**807**	**25,00 F**
3CX100A5	**183,00 F**	**813**	**230,00 F**

Catalogue général **«TUBES»** contre 6,30 F en timbres

- **TUBE CATHODIQUE POUR OSCILLOSCOPE A FOND PLAT DG7/36.** Très grande sensibilité. ∅ 75 mm écran vert. Tension filament 6,3 V 0,3 A. Tension anode 1500 V. Tube livré neuf avec son support. **Prix : 150,00 F** + port PTT 13,10 F.
Documentation contre enveloppe timbrée.

- **MILLIAMPEREMETRE DE TABLEAU «SIMPSON».** Format rectangulaire 75 x 80 mm. 3 échelles de lecture 0-15 - 0-150 - 0-300 mA. Continu. Livré neuf avec ses shunts.
Prix : 50,00 F + port PTT 13,10 F.

S/METRE pour récepteur «SUPER-PRO» HAMMARLUND. Calibré de S1 à S9. Cadre de 200 µA. Format rond.
Prix : 50,00 F + port PTT 9,20 F.

- **S/METRE POUR RECEPTEUR SP600 HAMMARLUND.** Calibré en µV et mV. Cadre de 200 µA. Format rond.
Prix : 75,00 F + port PTT 9,20 F.

- **SUPPORT AUTODECOUPLE POUR QQE 06/40.**
Prix : 25,00 F + port PTT 9,20 F.

SELSYN «PRECILEC»

Type 37T6. Couple très puissant. Utilisation : commande à distance d'antenne rotative. Téléindication. etc. Dim. : ∅ 92 mm - L 135 mm - Poids 5 kg.
Alimentation en parallèle 127 V alternatif.
Alimentation en série 220 V alternatif.
Prix la paire 250,00 F Expédition en port dû par SNCF

CONNECTEURS DE CARTE au pas de 2,54

Contacts dorés, simple face :

11 contacts femelles, sorties à piquer	**Prix 15,00 F**
17 contacts femelles, sorties à souder	**20,00 F**
17 contacts mâles, sorties à piquer	**20,00 F**
23 contacts femelles, sorties à souder	**20,00 F**
23 contacts femelles, sorties à piquer	**20,00 F**
23 contacts mâles, sorties à piquer	**20,00 F**
25 contacts mâles, sorties à piquer	**20,00 F**
35 contacts femelles, sorties à souder	**25,00 F**
64 contacts femelles, sorties à wrapper	**20,00 F**
64 contacts mâles, sorties coudées à piquer	**20,00 F**

CONNECTEURS DE CARTE au pas de 2,54

contacts dorés, double face :

2 x 13 contacts femelles, sorties à piquer	**20,00 F**
2 x 19 contacts femelles, sorties à piquer	**25,00 F**
2 x 25 contacts femelles, sorties coudées à piquer	**30,00 F**
2 x 31 contacts femelles, sorties à wrapper	**35,00 F**
2 x 49 contacts femelles, sorties à piquer	**50,00 F**

Port contre-remboursement

SUPPORT DE QUARTZ

TYPE FT 243 pour un quartz **Prix Franco 10,00 F**	Commandé par **10 pièces** ......**Franco 90,00 F**
TYPE FT 243 pour deux quartz .... **Prix Franco 12,00 F**	Commandé par **10 pièces** ......**Franco 90,00 F**
TYPE HC6/U .... **Prix Franco 10,00 F**	Commandé par **10 pièces** ......**Franco 80,00 F**
TYPE HC16/U Subminiature Prix Franco 7,00 F	Commandé par **10 pièces** ......**Franco 50,00 F**

- **MANIPULATEUR U.S. simple contact**
entièrement réglable, livré avec plaquette support en ébonite :
TYPE J.38. Livré à l'état de neuf. **Prix 75,00 F** + Port PTT 13,10 F.
TYPE J.5. matériel de surplus en parfait état. **Prix 35,00 F** + Port PTT 13,10 F.

JEUX DE TUBES

pour ensembles E./R.

AN/GRC9 (12 tubes Prix 150,00 F + Port PTT 19,00 F	**BC 620 (13 tubes) Prix 100,00 F** + Port PTT 19,00 F
BC 1000 (18 tubes) Prix 100,00 F + Port PTT 19,00 F	BC 659 (14 tubes) Prix 100,00 F + Port PTT 19,00 F

TELEPHONE COMBINE AUTOGENERATEUR
utilise des capsules autogénératrices à haut rendement.

2 FILS... C'EST TOUT

FONCTIONNE SANS L'AIDE D'UNE SOURCE EXTERIEURE D'ENERGIE

LIAISON POSSIBLE LONGUE DISTANCE

IDEAL POUR : Usines, chantiers, installations agricoles, mines, bâteaux, **RESEAU AUTONOME DE SECURITE**

LA PAIRE 250 F + port 22,80 F

SUR PLACE UNIQUEMENT
GROS STOCK MATERIELS DE SURPLUS BRADES

HP-9-83

LE LECTEUR DE COMPACT DISC FISHER AD 800

vent cet ordre de grandeur, un chiffre qui vous étonnera peut-être si l'on vous parle d'un temps de montée de quelques microsecondes pour un amplificateur...

Les taux de pleurage et de scintillement n'ont pas été mesurés, sur cet appareil, la déviation de l'aiguille étant nulle... Quant au taux de distorsion harmonique, il est inférieur à 0,01 % pour un enregistrement à 0 dB...

La courbe de réponse en fréquence est donnée graphiquement : elle est droite – c'est ce que nous attendions – et identique pour les deux voies. Pour la diaphonie, nous trouvons une courbe qui montre la présence d'un couplage entre les deux voies, couplage qui augmente avec la fréquence et qui peut être dû à une fuite capacitive entre voies.

Nous avons souvent trouvé mieux, mais les valeurs mesurées ici sont excellentes car l'oreille ne fera certainement pas la différence entre une diaphonie de 70 dB et une autre de 85 dB, surtout à 20 kHz...

Nous avons également joué sur cet appareil un disque avec défauts simulés ; tous passent parfaitement sauf un : il s'agit d'un cercle de 800 μm de diamètre dessiné à la surface du disque, qui met en service le silencieux...

Ce lecteur passe donc parfaitement tous les défauts qu'il doit passer, mais précisons aussi que ce test n'a été effectué que sur un unique exemplaire et que des différences peuvent exister, entre échantillons.

CONCLUSIONS

Si certains lecteurs de disques laser s'apprivoisent tout de suite, notamment au niveau de la programmation, l'AD 800 de Fisher demande une certaine adaptation.

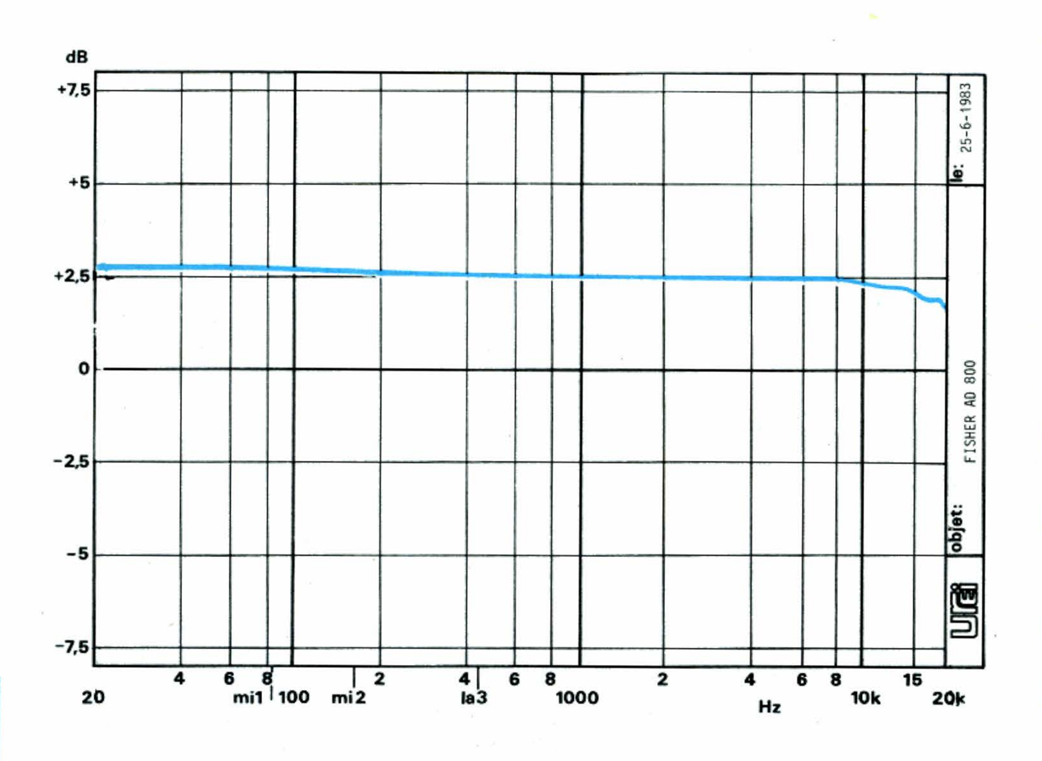
Son clavier d'accès direct est simple et efficace, la conception est très bonne dans l'ensemble et conduit à une manipulation sans problème. Les temps d'accès aux morceaux sont moyens, ni trop rapides ni trop lents ; les indications numériques des durées et des morceaux sont assez pratiques et l'apparition de mots anglais sur les afficheurs nous a étonné : c'est rare.

Quant à la qualité musicale, elle reste celle que l'on connaît...

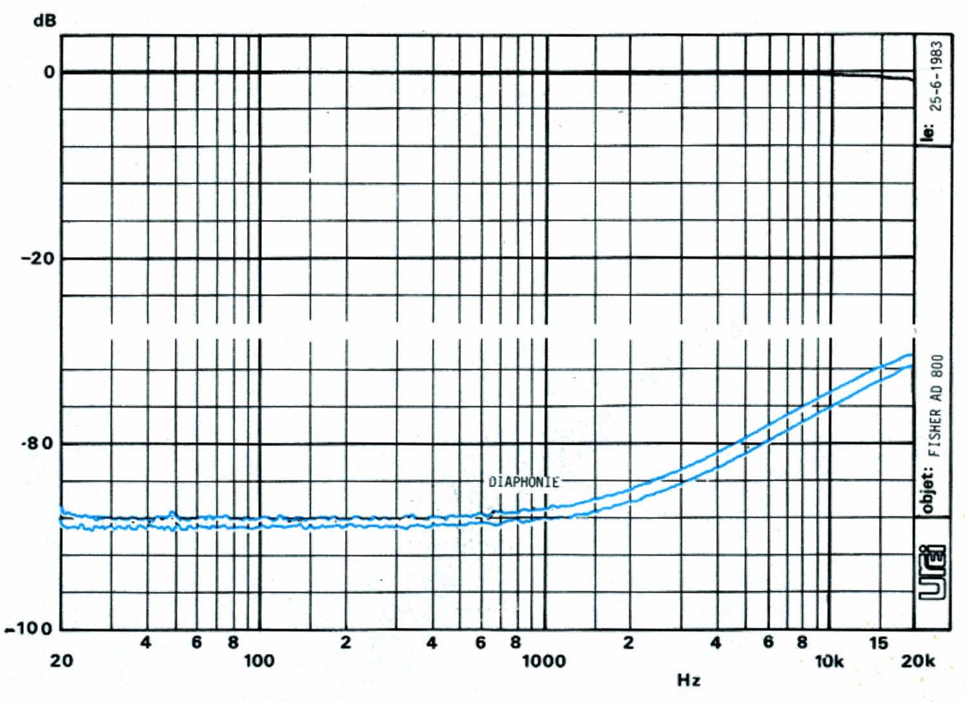
La présence d'une prise de sortie pour casque ne manque pas d'intérêt ; inutile de brancher son amplificateur pour profiter de la musique, c'est utile le soir et on économise de l'énergie...

Donc, dans l'ensemble, nous sommes assez satisfaits. Seul point noir, le tiroir à disque qui impose, si l'on ne veut pas mettre les doigts à la surface du disque, une manipulation que nous aurions souhaitée plus aisée.

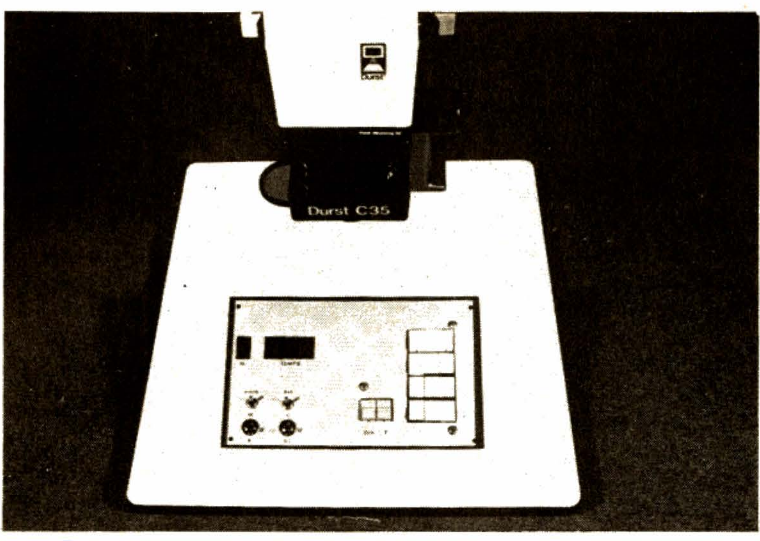
Etienne LEMERY



Courbe A. – Cette courbe donne la réponse en fréquence relevée sur les deux voies du lecteur de disques compacts Fisher AD 800. On voit ici que la linéarité est excellente et que seule une légère chute de l'aigu est perceptible. Allez tout de suite consulter l'échelle verticale de cette courbe pour constater l'écart de linéarité insignifiant.



Courbe B. – La courbe que nous donnons ici rend compte de l'influence d'un canal sur l'autre. La courbe du haut donne la réponse en fréquence relevée ici sur un seul canal. En bas, nous avons mesuré le signal qui se trouve sur la sortie pour laquelle aucun signal n'a été enregistré. La séparation est très élevée : on note une remontée dans l'aigu, qui, auditivement, ne se percevra pas.



Réalisez UN TEMPORISATEUR PROGRAMMABLE pour labo photo

Pendant longtemps, les fabricants de circuits intégrés ont oublié les amateurs photo, hormis pour ce qui était de l'électronique intégrée dans les appareils de prise de vues, et de nombreuses descriptions de temporisateurs pour labo photo ont été faites à partir de circuits logiques classiques ou même, parfois, de circuits à constantes de temps du type résistance-condensateur. Cette époque semble révolue puisque nous vous avons présenté le mois dernier un montage basé sur un circuit Siemens et que, dans les lignes qui suivent, nous allons vous présenter une réalisation bâtie autour d'un circuit Western Digital disponible depuis quelque temps déjà à bas prix sur le marché français.

Présentation

La réalisation que nous vous proposons aujourd'hui présente quelques particularités intéressantes, exposées ci-après. Précisons d'ores et déjà que, même si certaines d'entre elles vous semblent superflues, elles étaient prévues d'origine dans le circuit utilisé et n'ont donc pas fait augmenter le coût de la réalisation ; il aurait donc été ridicule de les supprimer.

– Le montage utilise un circuit intégré LSI de chez Western Digital, disponible chez les grands revendeurs parisiens à un prix inférieur à 100 F, associé à un faible nombre de composants.

– Ce temporisateur peut travailler sur sept durées programmables au moyen d'un clavier, et maintenues en mémoire tant que l'appareil est alimenté.

– Sa résolution est commutable entre 1 seconde et 0,1 seconde et ce indépendamment pour chaque temps.

– L'appareil fonctionne en compteur de temps ou en décompteur à partir d'une valeur prépositionnée au moyen d'un clavier.

– La fin de chaque temps programmé fait changer d'état deux relais et actionne, si vous le désirez, une petite alarme sonore incluse dans l'appareil.

– Il dispose d'une touche dite « focus » ou mise au point qui permet de forcer la commutation d'un relais quel que soit le temps affiché et qui permet, par exemple, d'allumer l'agrandisseur pour faire la mise au point.

– Le temps en cours de comptage et le numéro de la mémoire à laquelle il correspond sont visualisés en permanence sur quatre afficheurs 7 segments.

– La capacité de comptage est de 999 secondes avec 1 seconde de résolution, et de 99,9 secondes avec 0,1 seconde de résolution.

– La précision du comptage est liée à la stabilité de la fréquence du secteur qui est de 10 puissance moins 6 à long terme et de 1 % à très court terme, ce qui est plus que suffisant pour l'application envisagée.

– Enfin, pour la commodité de manipulation, il est possible de déclencher le départ du comptage au moyen d'un interrupteur déporté tel qu'une pédale ou tout autre dispositif pouvant fermer un contact.

Si nous ajoutons que la réalisation ne fait appel qu'à des composants courants et qu'à des circuits imprimés simple face, nous pensons en avoir assez dit pour tenter les photographes électroniciens amateurs ou les électroniciens photographes amateurs.

Le schéma

Le schéma complet du montage vous est proposé figure 1, et nous allons le commenter.

Un transformateur délivre une tension de 12 V alternatifs qui, après redressement et filtrage, alimente un régulateur intégré REG et deux relais RL_1 et RL_2. Ceux-ci n'ont en effet pas besoin d'une alimentation régulée et comme ils peuvent, selon le modèle que vous choisirez, consommer un courant important, leur connexion en ce point décharge d'autant le régulateur. Ce dernier fournit une tension stabilisée de 12 V qui alimente la partie active du montage.

Le cœur de cette réalisation est constitué par le circuit intégré WD55 de Western Digital qui n'est autre qu'un... microprocesseur (mais oui !). Rassurez-vous, ce n'est pas un circuit pour informaticiens et, bien que ce soit un « vrai » microprocesseur, celui-ci comporte en interne sa propre mémoire de programme, ses circuits d'interface et sa mémoire vive de travail ; vous n'avez donc qu'à le considérer comme un circuit intégré classique, sans plus.

Du fait de sa conception interne particulière, l'interfaçage des organes extérieurs au WD 55 a été facilitée au maximum. C'est pour cela que les afficheurs utilisés, qui sont des modèles 7 segments classiques à cathodes communes, fonctionnent en multiplexé et ont leurs lignes de segments reliées directement aux sorties du WD 55. Les cathodes sont aussi commandées par le WD 55, mais, comme il faut fournir un courant relativement important pour ce faire et que le WD 55, comme la majorité des microprocesseurs, est un circuit MOS, l'on passe par des classiques amplis contenus dans le non moins classique ULN 2003. Ce circuit comporte sept amplificateurs qui sont en fait sept dar-

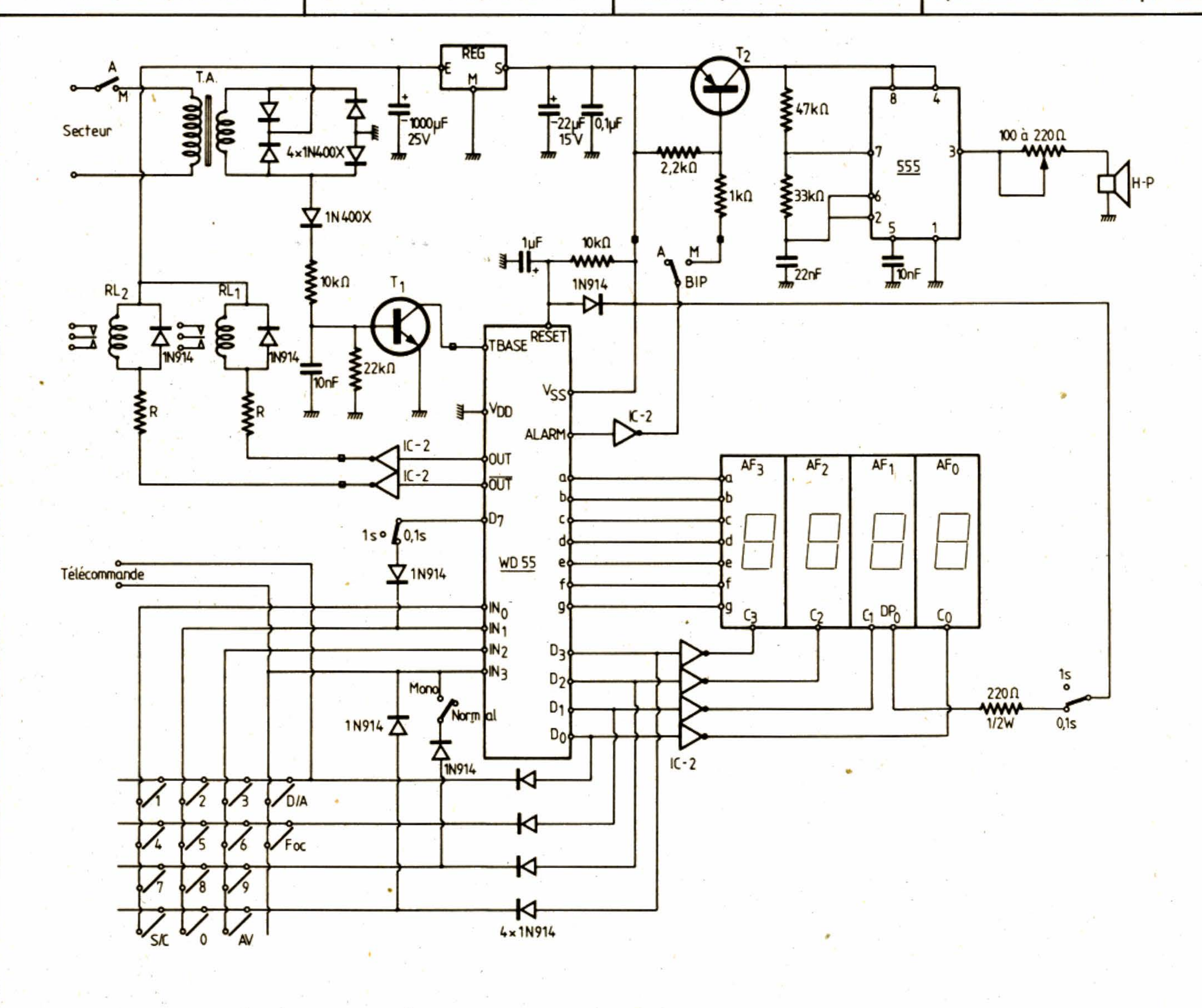


Fig. 1. – Schéma complet de notre montage.

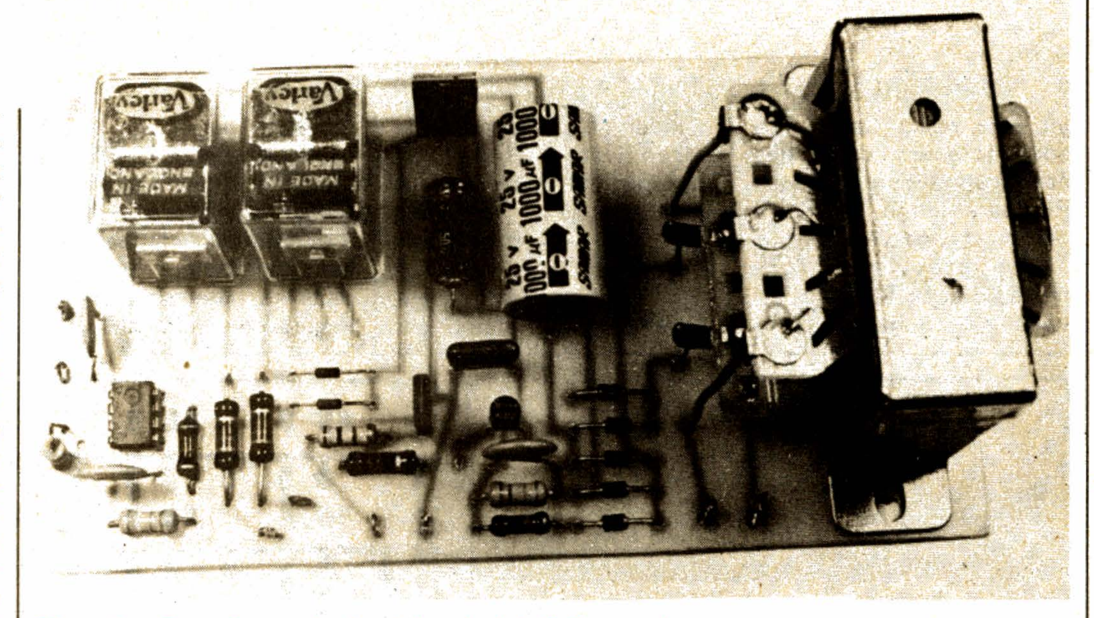


Photo 1. – Gros plan sur le circuit imprimé de l'alimentation.

lingtons à collecteur ouvert, capables de commander 350 mA, ce qui est plus que suffisant pour notre application. Les afficheurs AF_0 à AF_2 affichent le temps, le chiffre de poids faible étant AF_0, tandis que AF_3 affiche le numéro de la séquence qui est en cours de comptage. Seul le point décimal compris entre AF_0 et AF_1 peut être commandé au moyen d'un interrupteur ; interrupteur couplé avec celui de sélection de la résolution entre 1 seconde et 0,1 seconde. De cette façon, l'affichage se fait toujours en secondes avec la virgule correctement positionnée.

L'entrée des informations se fait au moyen d'un clavier à touches câblé en matrice, comme il est classique sur tout système à base de microprocesseur. Ce clavier comporte dix touches numériques qui servent à programmer les temps désirés et quatre touches de fonctions utilisées pour donner vos indications à l'appareil. Ces touches sont de simples poussoirs réalisant un contact en appuyant ; contact qui peut même être de qualité quelconque car le WD 55 possède une circuiterie anti-rebondissements intégrée. Remarquez la souplesse d'emploi que confère un microprocesseur dans un tel montage puisque les sorties de commande des afficheurs servent aussi de lignes d'entrées pour le clavier !

La touche D/A qui est utilisée pour lancer les comptages de temps est sortie sur une prise de façon à pouvoir lui adjoindre en parallèle un contact externe d'accès pouvant être plus simple (pédale par exemple si vous voulez garder les mains libres). Deux interrupteurs sont également prévus au niveau de ce clavier : la commutation de résolution 1s-0,1s couplée avec la commande du point décimal dont nous avons parlé ci-avant et une commutation restreignant les possibilités du montage puisque au lieu de balayer successivement ses sept mémoires de temps, on le fait fonctionner en « vulgaire » temporisateur ne disposant que d'une seule durée.

Deux sorties du WD 55, OUT et OUT barre, commandent, via un autre morceau de l'ULN 2003 déjà

Repères	Nbres	Types et équivalents	Remarques
1N400X	S	1N4001 à 1N4007	Minimum 50 V, 1 A
1N914	10	1N914, 1N4148, 1N4448	
T_1	1	BC107, 108, 109, 182, 183, 184 2N2222, 2219, 1613, 1711	
T_2	1	PNP moyenne puissance quelconque p. ex. : TIP30, BD176, etc.	
REG	1	µA 7812, LM 340 T12, MC 7812...	12 V, 1 A, boîtier TO220
555	1	NE 555, LM 555, XR 555	555 classique
IC_2	1	ULN 2003	
WD55	1	WD 55 Western Digital	Voir texte
AF	4	Afficheur 7 segments, cathodes communes, 0,3 pouce, point décimal à droite	Voir texte
TA	1	Transfo 220 V-12 V 1 ampère	
RL_1, RL_2	2	Relais 12 V, 1 RT	Voir texte
	14	Touches, contact en appuyant	Voir texte
HP	1	Haut-parleur de petit diamètre	Impédance quelconque
	10	Résistances 1/4 W ou 1/2 W 5 % Couches de carbone	
	7	Condensateurs : 1 000µF 25 V, 22 µF 15 V 1 µF 15 V, 0,1 µF, 22 nF, 2 × 10 nF	
	1	Support 40 pattes	
	5	Supports 14 pattes	Eventuellement
	1	Potentiomètre ajustable 100 Ω à 220 Ω	Voir texte

Fig. 2. – Nomenclature des composants

vu, deux relais. Ces sorties sont toujours dans des états contraires et, lorsque RL_1 sera fermé, RL_2 sera ouvert et vice versa. Nous avons prévu les deux relais ; il est évident que, si vous ne souhaitez commander qu'un appareil (un agrandisseur photo par exemple), un relais suffira. Il faudra alors conserver RL_1, nous verrons pourquoi dans le mode d'emploi. Le signal alternatif du secondaire du transformateur est redressé au moyen d'une diode et appliqué à T_1 qui fournit donc sur son collecteur un signal rectangulaire à la fréquence du secteur. Un condensateur de 10 nF dans sa base supprime la majorité des parasites véhiculés par celui-ci et responsables d'imprécisions sur de nombreuses horloges digitales pilotées par le secteur (que leurs utilisateurs accusent d'ailleurs, à tort, d'être imprécis en fréquence).

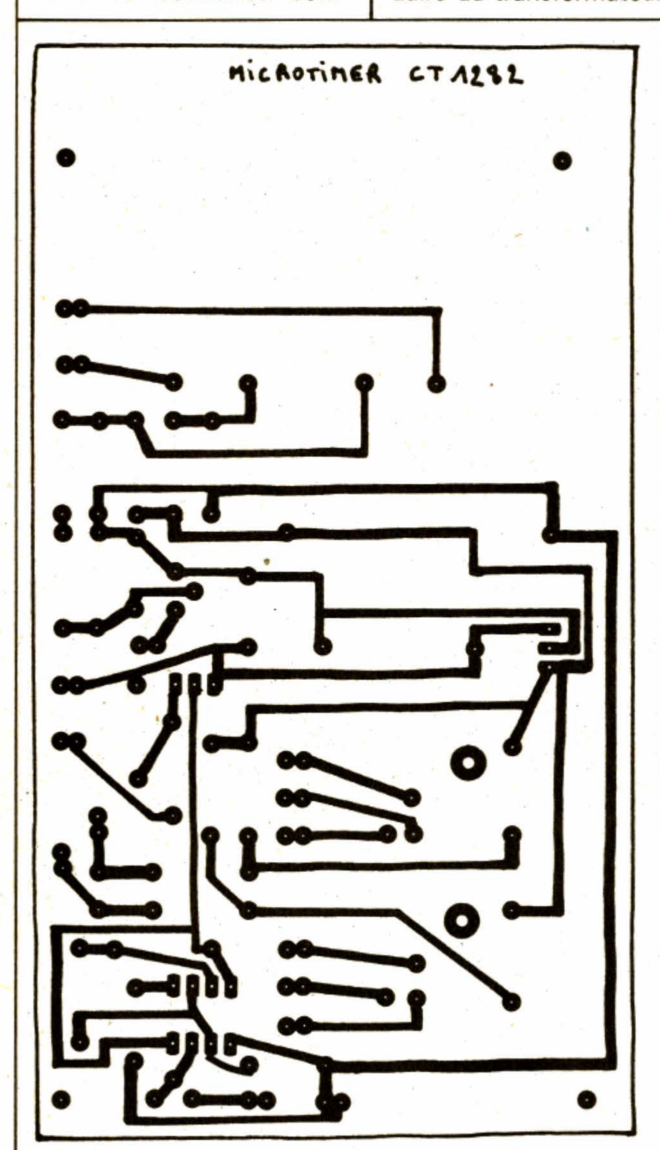


Fig. 3. – Circuit imprimé de l'alimentation, vu côté cuivre, échelle 1.

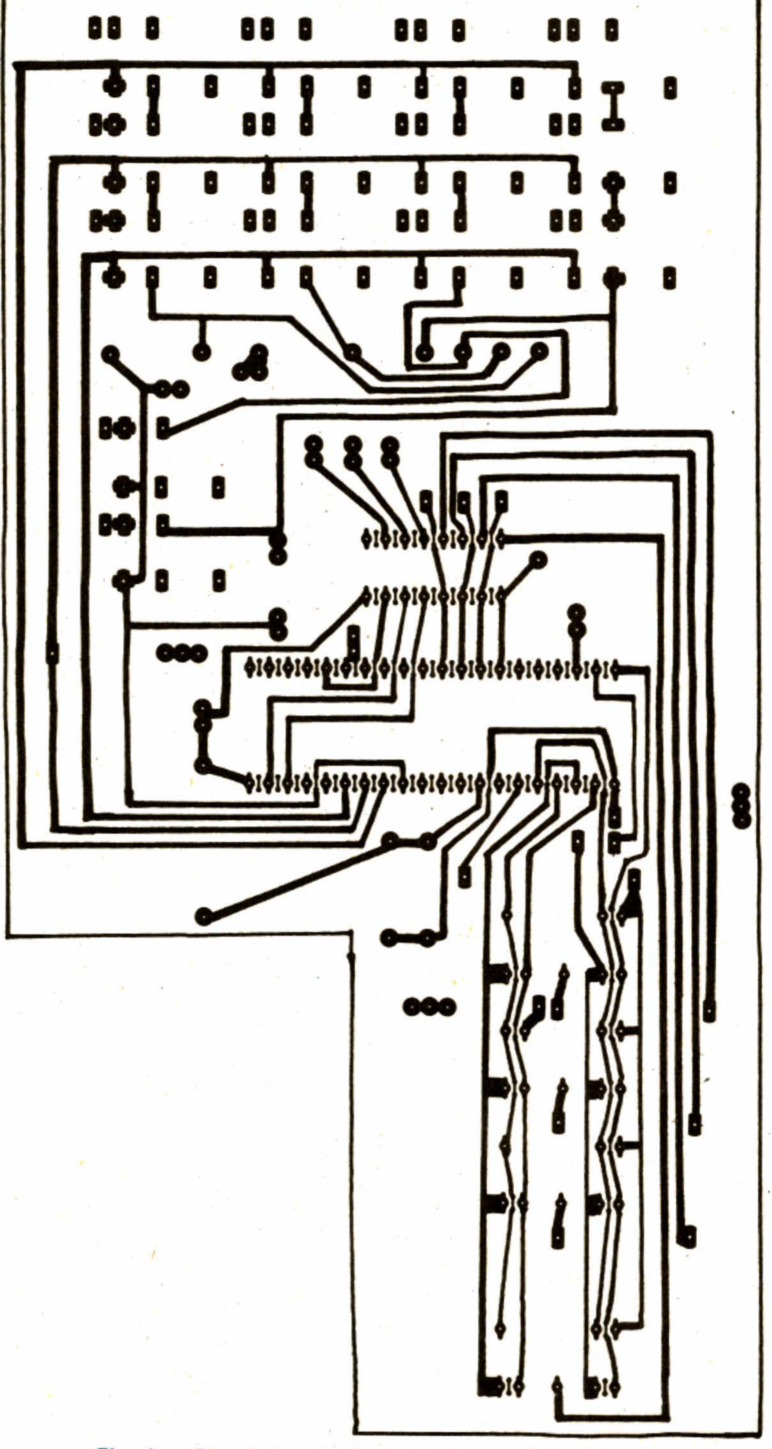


Fig. 4. – Circuit imprimé principal, vu côté cuivre, échelle 1.

Un réseau RC alimente la patte RESET du WD 55. En effet, lors de la mise sous tension, tout microprocesseur, quel qu'il soit, doit exécuter une phase d'initialisation qui lui est signifiée au moyen de son entrée RESET (ou remise à zéro). Le circuit RC permet de rendre celle-ci automatique lors de toute mise sous tension. La diode a pour but de décharger le condensateur à la coupure de l'alimentation qui, sans cela, maintiendrait une tension sur la patte RESET du WD 55 quelques dixièmes de secondes après l'arrêt du montage, ce qui n'est pas du tout du goût d'un circuit MOS.

Enfin, la patte ALARM commande, via un dernier morceau d'ULN 2003, une circuiterie composée d'un transistor monté en commutation (T_2) qui alimente ou non un 555 monté en oscillateur astable à fréquence audible. Un interrupteur autorise ou non cette commande selon que l'on souhaite que le montage soit ou non silencieux. Cette interface sonore a deux fonctions :

– Avertissement par deux « bips » consécutifs de la fin du temps en cours de comptage.

– Indication de la bonne prise en compte de l'appui sur une touche à chaque appui sur l'une quelconque d'entre elles, ce qui est appréciable en chambre noire où l'on ne voit pas toujours ce que l'on fait.

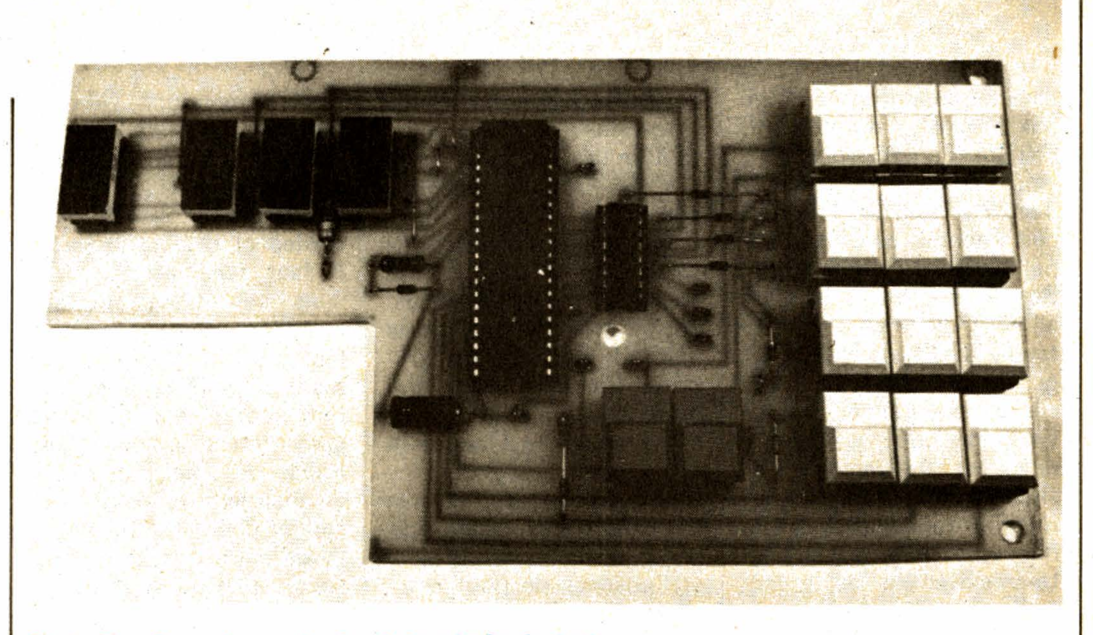


Photo 2. – Gros plan sur le circuit imprimé principal.

Les composants

La figure 2 présente un tableau de ceux-ci, que nous allons commenter pour certains points particuliers. Le WD 55 se trouve, nous l'avons dit, chez de nombreux revendeurs parisiens ; nous avons acheté le nôtre chez Beric, à Malakoff. Les afficheurs peuvent être de n'importe quel modèle pourvu que ce soient des afficheurs à LED, 7 segments et à cathodes communes. Les brochages sont tous identiques pour les afficheurs de 0,3 pouce de hauteur. Choisissez de préférence des afficheurs de couleur rouge si vous voulez travailler en chambre noire (en plus, ce sont les moins chers). Le ou les relais peuvent être n'importe quels relais collant sous 12 V (ou moins ; dans ce cas, il faudra donner une valeur non nulle à la résistance R) et nécessitant un courant de collage de 100 mA ou moins. Des modèles 1 RT suffisent, à moins que vous ne souhaitiez commander autre chose qu'un simple agrandisseur photo (relais 3 RT pour commande du triphasé, par exemple). Les touches peuvent être aussi quelconques, l'essentiel étant qu'elles fassent un contact en appuyant. Le circuit imprimé que nous avons réalisé est prévu pour des touches « digitast » que l'on rencontre chez de nombreux revendeurs. Ces touches ont, de plus, la particularité d'être disponibles avec de nombreuses couleurs de cabochons, ce qui permet de constituer des claviers attrayants. Le haut-parleur sera un petit modèle de quelques centimètres de diamètre, d'impédance quelconque et de qualité tout aussi quelconque puisqu'il n'aura à passer que des « bips ». Il est inutile de l'acheter ; le premier poste à transistor ramassé dans une poubelle vous fournira un haut-parleur très convenable.

Un support 40 pattes est conseillé pour le WD 55 et, si vous avez la soudure craintive, offrez-vous aussi quatre 14 pattes (pour les afficheurs) et un 16 pattes pour l'ULN 2003. Le potentiomètre ajustable permet de doser le niveau de sortie du « bip » en fonction de l'impédance du haut-parleur et de sa place dans le boîtier que vous allez utiliser. Celui-ci peut être remplacé par une résistance fixe une fois la bonne valeur trouvée ; dans ce cas, il est souhaitable de mettre un 1/2 W. Si vous laissez le potentiomètre, évitez de faire « biper » votre clavier sans arrêt en pianotant sur les touches à un rythme effréné car le potentiomètre s'échauffera (la dissipation des potentiomètres ajustables carbone n'est que de 1/4 W et le 555 peut fournir près de 1 W !).

Ces remarques étant faites, il est possible de passer à la réalisation du montage.

Les circuits imprimés

Nous avons fait appel à deux circuits imprimés, non pas que nous n'ayons pas pu tout faire tenir sur un seul, mais parce que cela conduisait à une conception mécanique plus simple et à une réduction du câblage. Si l'on regarde à nouveau la figure 1, on y remarque sur certaines liaisons des petits carrés ; ceux-ci matérialisent les points de jonction entre les deux circuits. Vous constatez donc que l'on a réalisé un circuit « puissance » qui supporte l'alimentation, les relais, l'horloge et le circuit du bip, et un circuit « logique » qui supporte le WD, les afficheurs et le clavier. Cette disposition permet de placer ce dernier circuit juste sous la face avant, et il sert

ainsi de support mécanique aux afficheurs et au clavier, ce qui est appréciable.

La figure 3 présente le dessin à l'échelle 1 du circuit imprimé que nous appellerons de l'alimentation. Son tracé est simple et aéré et peut être fait au feutre à circuits imprimés, ou par méthode photo, bien sûr, si vous êtes équipé. Le brochage adopté pour les relais est relativement classique mais sera éventuellement à modifier selon ce que vous désirerez utiliser. Une extrémité du circuit supporte le transformateur d'alimentation, la taille prévue s'accommodant sans difficulté d'un modèle 8 à 12 VA. Cette façon de faire économise encore un peu de câblage et simplifie un peu la conception mécanique de l'ensemble.

La figure 4, quant à elle, présente le dessin à l'échelle 1 du circuit imprimé dit « principal » et qui supporte le WD 55, les afficheurs et le clavier. Sa découpe en L permet de le placer derrière la face avant tout en laissant de la place sur celle-ci pour pouvoir y placer les quelques interrupteurs indispensables. Le tracé peut ici être fait au feutre à circuits imprimés, encore que l'emploi de la méthode photo ou de symboles transfert direct soit préférable, vu la finesse de certaines pistes. Lorsque ce circuit sera réalisé, on vérifiera avec beaucoup de soin (ohmmètre si possible) l'absence de coupure de piste et l'absence de pont entre pattes et pistes aux endroits où celles-ci sont très voisines. Si ces contrôles se révèlent positifs, il est possible de passer à la réalisation décrite ci-après.

Montage des circuits

Cela ne présente pas de difficulté particulière. La figure 5 vous indique l'implantation de ceux-ci sur la carte alimentation. Le montage est à faire dans l'ordre classique : résistances, condensateurs, autres composants passifs puis diodes et circuits intégrés. Il faut faire attention au sens des diodes et des condensateurs chimiques ainsi qu'au bon positionnement du 555. Celui-ci peut être monté sans support car il n'est vraiment pas fragile. Si vous n'êtes pas un champion de la soudure, soudez une ou deux pattes, faites autre chose, revenez souder une ou deux autres pattes et ainsi de suite. Le régulateur n'a pas besoin de radiateur ainsi que le transistor T_2. A propos de ce dernier, nous n'avons pas indiqué son brochage car il existe deux versions selon le type du transistor et le fabricant. La seule donnée certaine est que le collecteur se trouve au milieu du boîtier, base et émetteur étant de part et d'autre. Si vous avez un doute, demandez à votre revendeur ou faites un test à l'ohmmètre pour déterminer ce brochage. L'emplacement des résistances R est prévu pour des modèles 1/2 W ou 1 W. Leur valeur se détermine comme indiqué ci-après en fonction des paramètres propres à vos relais :

– La valeur de R est donnée par R = (15 – VC)/IC où VC est la tension de collage du relais en volts et IC son intensité consommée en ampères ; R étant alors en ohms.

– La puissance de R est donnée par P = R × IC × IC, où IC est le courant consommé par le relais en ampères et R la valeur de la résistance en ohms. Il est évident que l'on prendra pour R la valeur normalisée immédiatement inférieure à celle trouvée, et pour la puissance une valeur normalisée supérieure à la valeur trouvée.

Lorsque le câblage des éléments est terminé et que vous avez vérifié le

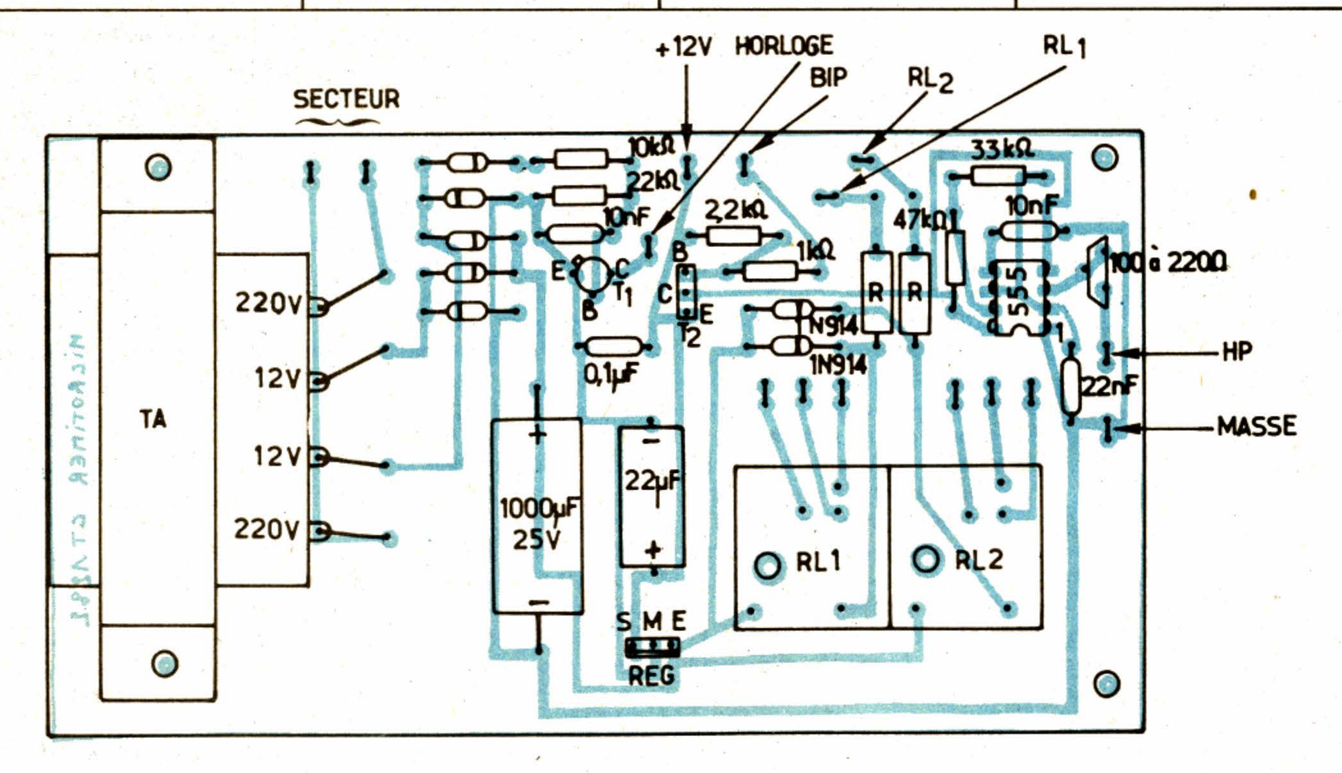


Fig. 5. – Implantation des composants sur le circuit de l'alimentation.

sens de ceux-ci, l'absence de ponts de soudure et la qualité des soudures, vous pouvez connecter votre haut-parleur et mettre le montage sous tension. Vérifiez alors que vous avez bien 12 V en sortie du régulateur (point + 12 V, figure 5), qu'en mettant RL_1 ou RL_2 à la masse le relais correspondant colle bien (si ce n'est pas le cas ou si le collage n'est pas franc, diminuez R) et qu'en mettant bip à la masse, le haut-parleur fait entendre un son mélodieux dont vous ajusterez le volume par le potentiomètre. Attention, ne maintenez pas ce bip plus de quelques secondes car le potentiomètre risque de s'échauffer (voir pourquoi ci-avant). Si la tonalité du bip ne vous plaît pas, vous pouvez changer la valeur du condensateur de 22 nF. Une diminution augmente la fréquence de celui-ci alors qu'une augmentation diminue la fréquence du bip.

Si ces essais sont concluants, vous pouvez passer au câblage du circuit principal grâce au plan d'implantation de la figure 6.

Sur ce circuit, vous monterez en premier lieu les straps, puis le ou les supports de circuits intégrés. Viendront ensuite les touches et les quelques composants passifs, puis les diodes dont il faudra bien respecter le sens sous peine de non fonctionnement total. Lorsque cela sera terminé, vous vous livrerez à une vérification scrupuleuse des soudures, surtout au niveau des pattes du WD 55, de l'ULN 2003 et des afficheurs car la proximité des pistes et des pastilles peut conduire à faire très facilement des ponts de soudure.

Ceci étant vu, et bien qu'un essai sur table soit possible, nous allons voir la phase de mise en boîte du montage, la conception mécanique de celle-ci facilitant les interventions en cas, bien improbable, de dépannage.

La mise en boîte

Le courage nous ayant manqué pour réaliser nous-même un boîtier, et, surtout, nombre d'entre vous n'étant pas équipés pour faire de la mécanique même relativement simple, nous avons calculé la taille de nos circuits pour qu'ils puissent entrer facilement dans un boîtier du commerce, en l'occurrence un

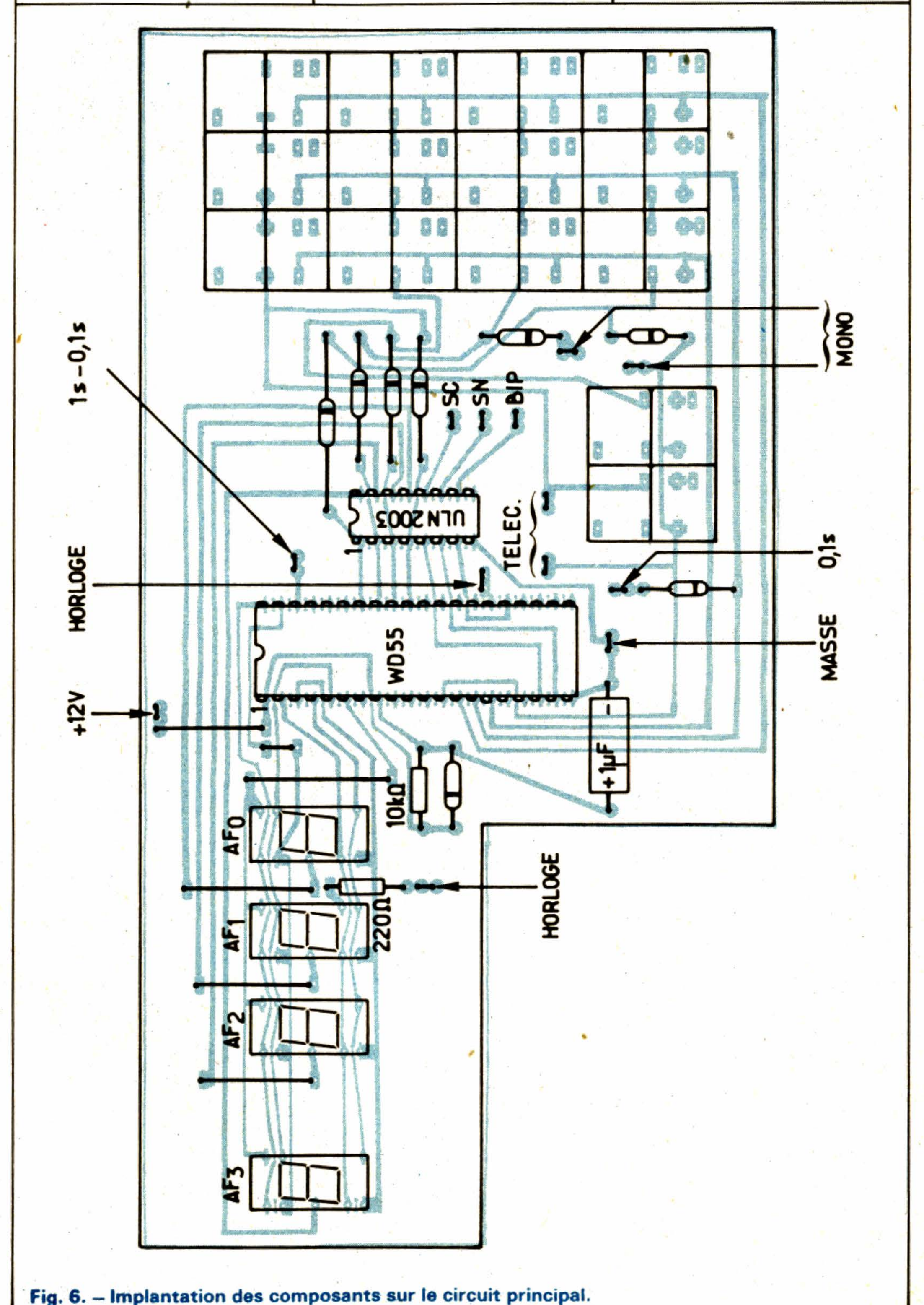


Fig. 6. – Implantation des composants sur le circuit principal.

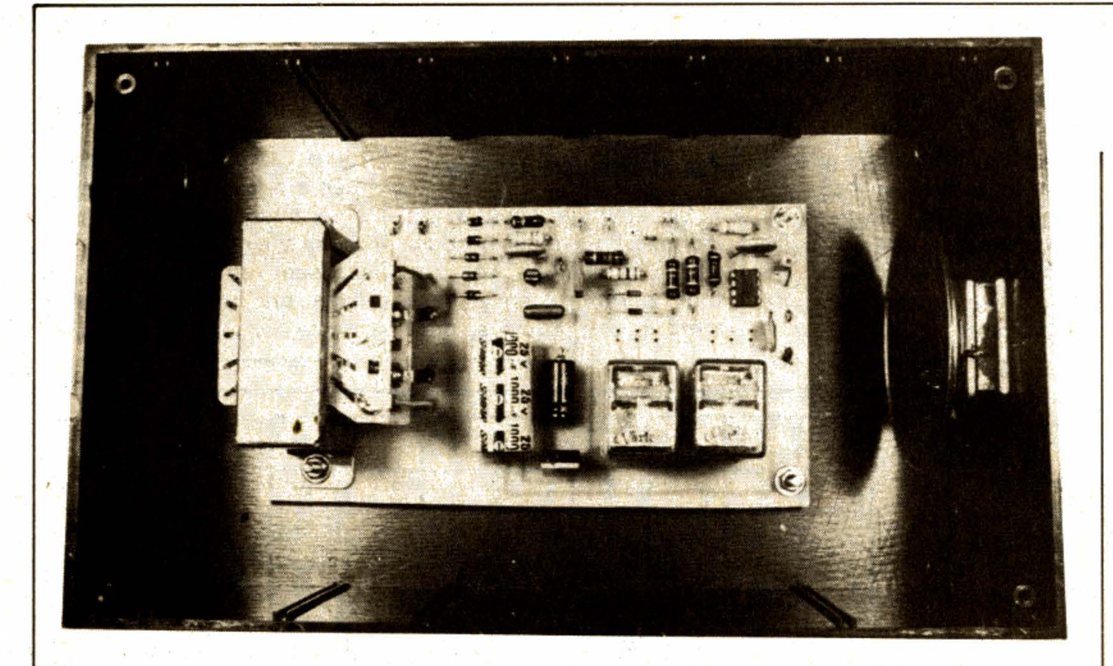


Photo 3. – Le fond du boîtier équipé de ses accessoires.

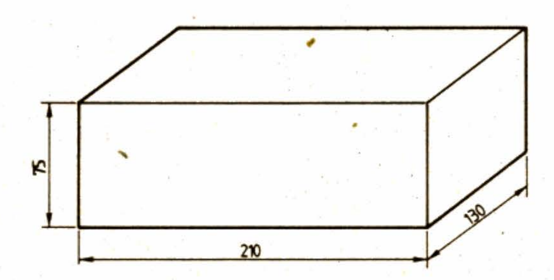


Fig. 7. – Cotes de notre boîtier.

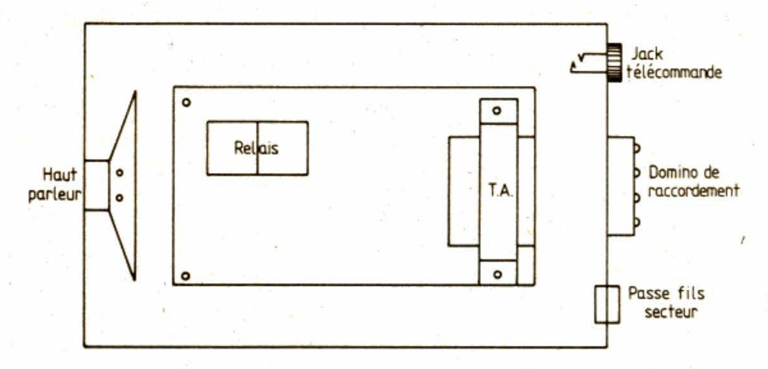


Fig. 8. – Disposition des éléments dans le fond du boîtier.

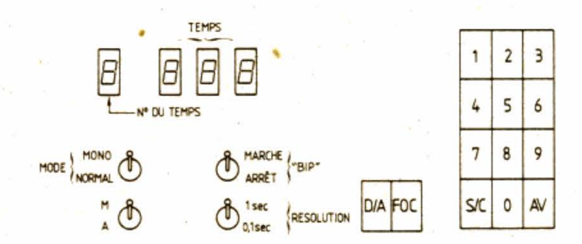


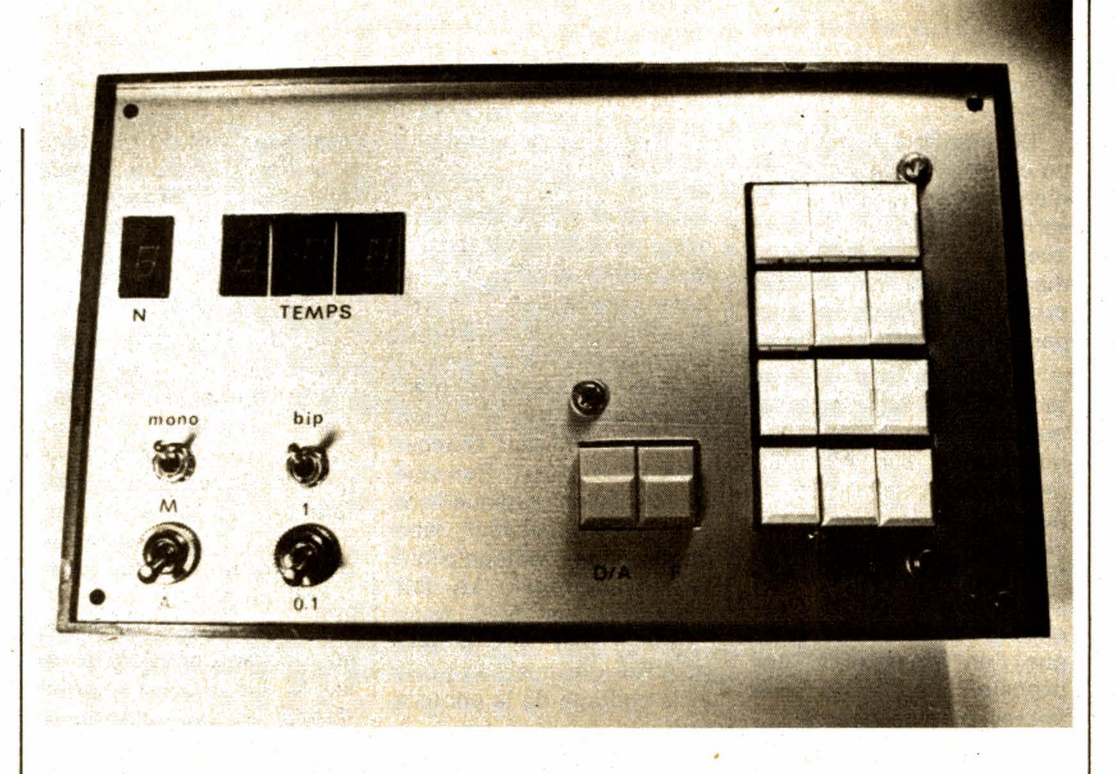
Fig. 9. – Disposition et fonctions des commandes de la face avant.

Teko type P/4 disponible absolument partout. Si vous souhaitez réaliser vous-même ce boîtier, nous indiquons les cotes extérieures minimales à lui donner pour que les deux circuits y soient à l'aise en figure 7.

La figure 8 précise la disposition adoptée ; le circuit alimentation est fixé dans le fond du boîtier au moyen de quatre boulons et entretoises, deux d'entre eux étant communs avec les boulons de fixation du transformateur sur le circuit imprimé. Sur le flanc du boîtier qui se trouve côté transfo, nous avons placé le passe-fil secteur et quatre dominos classiques (les sucres des électriciens) sur lesquels nous raccordons les contacts travail des relais ; mais, ici encore, c'est affaire de convenance personnelle, et cela dépend de ce que vous allez commander avec les relais. Une prise jack de la taille de votre choix (ou du choix de vos fonds de tiroir...) prend place également de ce côté et sert au branchement de la télécommande de la touche D/A déjà évoquée.

Le haut-parleur est collé, de façon peu orthodoxe, sur la face opposée. Si vous en avez le courage, vous pouvez le monter comme il faut et percer des petits trous pour laisser sortir le son. En fait, cette façon de le monter s'avère très satisfaisante pour cette application, la qualité sonore n'ayant aucune importance, d'une part, et la puissance pouvant être délivrée par le 555 étant plus que suffisante, d'autre part.

La face avant, qui, dans le coffret Teko, est aussi la face supérieure, reçoit les découpes et les interrupteurs schématisés figure 9 et visibles sur les photographies. Quatre découpes



rectangulaires sont à réaliser : deux pour les afficheurs et deux pour les deux blocs de touches constituant le clavier. Par ailleurs, quatre trous circulaires sont prévus pour quatre interrupteurs à bascule :

– un interrupteur 1 circuit 2 positions marche-arrêt de l'appareil ;

– un interrupteur 1 circuit 2 positions marche-arrêt du bip sonore.

– un interrupteur 1 circuit 2 positions de choix du mode de fonctionnement entre normal et mono temps ;

– un interrupteur 2 circuits 2 positions de choix de la résolution entre 1 seconde et 0,1 seconde.

Cette face avant sera découpée soigneusement car de son esthétique dépend celle de tout le montage. Les inscriptions pourront être faites avec un transfert adhésif type Scotchcal ou, plus simplement, avec des lettres transfert type Letraset, Alfac ou autres, protégées après application par plusieurs couches de vernis adéquat. Pour ce faire, nous utilisons avec succès depuis longtemps le « Ice Protective Coating » de Letraset qui, sous réserve de mettre plusieurs couches, assure une excellente protection.

Le câblage peut alors être entrepris une fois ces travaux mécaniques terminés. Il est facile à réaliser en utilisant le schéma théorique de la figure 1 et nos plans d'implantation des figures 5 et 6. Les deux points RL_1 et RL_2 sont à relier à SN (sortie normale) et SC (sortie complément) selon celui des relais que l'on voudra commander « normalement » par le montage et celui que l'on voudra commander à l'opposé. Les deux points marqués mono sont ceux qui sont reliés en mode « mono temporisation » (un seul temps et non sept en séquence). Les points marqués 1 s – 0,1 s et 0,1 s sont reliés en résolution 0,1 s. Pour cette même résolution, le point marqué DP est relié au + 12 V par l'interrupteur de choix 1 s – 0,1 s.

Après une ultime vérification du câblage, vous pouvez passer à la mise en service du montage et à la lecture du mode d'emploi, très simple, présenté ci-après.

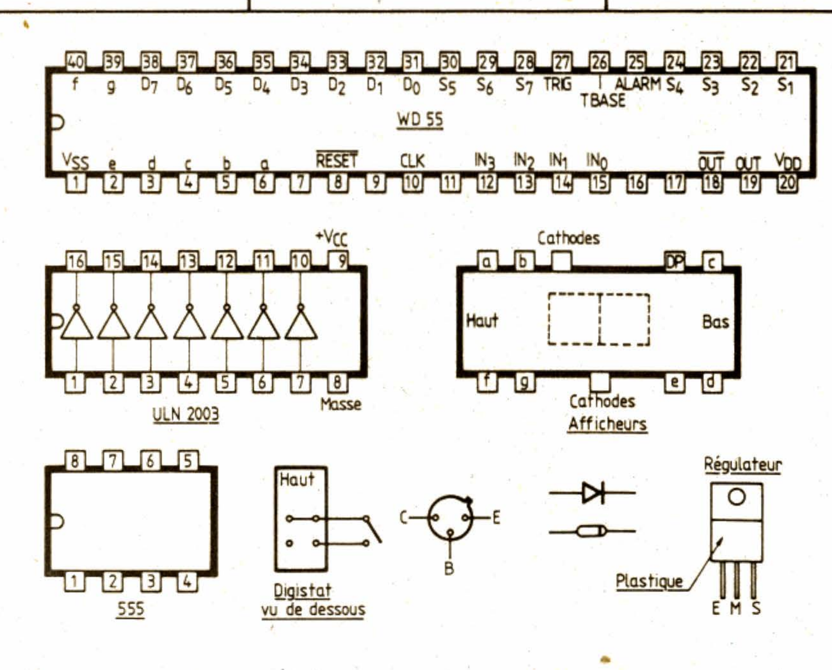


Fig. 10. – Brochage des semi-conducteurs.

Mode d'emploi

Dès la mise sous tension, les afficheurs indiquent 1 pour celui de numéro de séquence et 000 ou 00.0 pour ceux de temps, selon la résolution choisie. Il faut savoir que l'appareil possède sept mémoires de temps qui sont balayées successivement en mode automatique. Chaque mémoire est repérée par un numéro de séquence compris entre 1 et 7. Les mémoires sont totalement indépendantes.

La meilleure solution pour comprendre ce mode d'emploi est de vous exposer la fonction des touches que nous vous incitons à manipuler en suivant cet exposé pour que tout vous paraisse évident :

– La touche AV permet de faire défiler les sept séquences mémorisées. Chaque action sur AV augmente de 1 le chiffre du numéro de séquence et fait visualiser le temps mémorisé (ou 0 si rien n'a été programmé pour la séquence considérée). Lorsque l'on arrive à 7, une pression supplémentaire fait revenir à nouveau à 1.

– La touche S/C permet de remettre à zéro une position mémoire et d'y entrer un nouveau temps. Lorsque vous êtes en train de visualiser la séquence qui vous intéresse, une pression sur S/C met le temps affiché à 0 et place le WD en mode d'entrée du temps. Il faut alors frapper sur les touches numériques le temps que vous souhaitez programmer. Toutes les fautes de frappe sont possibles, car l'afficheur est circulaire dans ce mode, et vous pouvez frapper autant de chiffres que désiré ; seuls les trois derniers resteront affichés et seront pris en compte. Lorsque la bonne valeur est affichée, celle-ci doit être verrouillée en mémoire en frappant n'importe quelle touche non numérique (S/C par exemple). Attention ! Lorsque vous voulez programmer un temps dans une des mémoires, l'action sur S/C est indispensable, même si le temps contenu dans la mémoire visualisée est nul, sinon les touches numériques ne seront pas prises en compte. Ceci confère à l'ensemble une bonne sécurité vis-à-vis des modifications intempestives qui pourraient se produire autrement.

– La touche FOC (Focus ou mise au point) permet de faire changer d'état « de force » les sorties SN et SC et donc les relais RL_1 et RL_2. Cette touche agit comme un poussoir marche-arrêt, chaque action sur celle-ci faisant changer les sorties d'état. Son rôle a été prévu typiquement pour une application labo photo, où le montage pilote un agrandisseur. Le fait d'appuyer sur FOC force l'agrandisseur à s'allumer pour faire la mise au point et le cadrage de la photo à tirer.

– La touche D/A ou le contact de télécommande qui s'y trouve relié en parallèle démarre ou arrête un cycle de comptage selon les règles ci-après. Si aucun cycle n'est en cours, une action sur cette touche va lancer le cycle visualisé sur les afficheurs. Si la valeur mise en mémoire à la position affichée est non nulle, le WD va décompter cette valeur jusqu'à zéro. Dès l'action sur D/A, la sortie SN ou OUT du WD va être activée (et SC ou OUT barre va être désactivée) et sera désactivée lorsque le temps affiché arrivera à zéro. Le numéro de séquence visualisé sera alors augmenté automatiquement d'une unité (avec retour de 7 à 1 si on est arrivé à 7). Si la valeur qui était affichée était nulle, l'action sur D/A aurait eu pour effet de lancer un comptage du temps dans le sens croissant. Toute action sur D/A pendant un cycle de comptage arrête immédiatement celui-ci et fait passer les sorties SN et SC dans leurs états initiaux.

– L'interrupteur normal mono permet de modifier le comportement du montage à la fin de chaque séance de comptage. Si l'interrupteur est en position normale, tout se déroule comme expliqué ci-avant, à savoir qu'à la fin de chaque comptage le numéro de séquence est augmenté de 1 pour pointer sur la séquence suivante. En mode mono, il n'existe plus qu'une séquence de comptage qui est utilisée en permanence, l'augmentation de numéro de celle-ci n'existant plus.

L'utilisation typique de ce montage consiste à relier la sortie SN à l'agrandisseur et, éventuellement, pour ceux qui travaillent avec du papier très sensible ou du papier couleur, la lampe de la chambre noire à la sortie SC. Plusieurs temps déterminés au posemètre peuvent être programmés, pour différentes valeurs d'agrandissement par exemple, et, une fois le bon temps sélectionné, le cadrage et la mise au point sont faits en agissant sur FOC, puis le comptage est déclenché en agissant sur D/A (la lampe de la chambre noire est éteinte pendant que l'agrandisseur est allumé et vice versa). Une autre utilisation que nous apprécions lors de tirages répétitifs consiste à programmer dans les séquences successives le temps d'exposition puis le temps de révélation, le temps de bain d'arrêt éventuel, le temps de fixage et le temps de lavage, le passage automatique d'une séquence à une autre étant alors très agréable.

La fonction du bip sonore doit aussi être précisée car, en plus de son rôle d'indication auditive de prise en compte des touches, il joue deux autres rôles :

– 10 secondes avant la fin d'un cycle de décomptage, un bip est émis pour vous avertir de la proximité de la fin du cycle ;

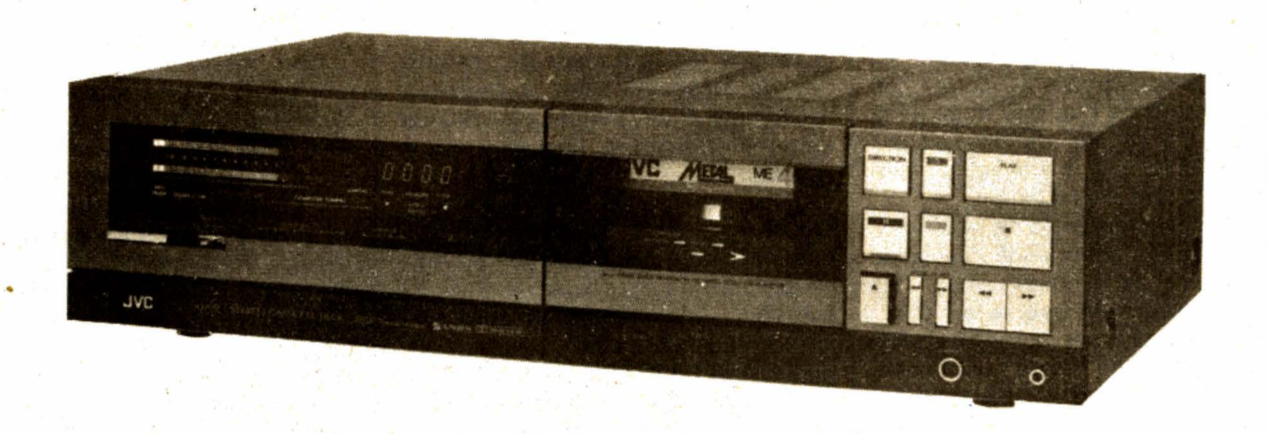
– à la fin du cycle, deux bips consécutifs sont émis pour vous informer sans équivoque possible de la fin de celui-ci.

Conclusion

Nous en avons terminé avec cette description qui, bien qu'à la portée de tous pour un prix de revient minime, offre des possibilités incomparablement supérieures à celles de temporisateurs du commerce beaucoup plus coûteux. Le WD 55 ne permet pas que ce type de réalisation, et nous vous le présenterons prochainement dans un autre rôle qui vous permettra d'apprécier la versatilité d'un tel circuit.

L'application labo photo de ce montage n'est évidemment pas limitative et nous laissons le soin à votre imagination de trouver d'autres utilisations possible, de celui-ci.

C. TAVERNIER



Le magnétophone à cassette

JVC DD V9

AVEC le DD-V9, JVC introduit dans sa gamme l'inversion du sens de défilement. L'inversion, ou « autoreverse », existait déjà, mais rares étaient les magnétophones équipés à la fois de trois têtes et de l'inversion. Appareil de haut de gamme, le DD-V9 se distingue aussi par l'intégration du système Best (on est modeste), qui modifie les paramètres de réglage du magnétophone en fonction de la bande utilisée.

L'informatique a envahi ce magnétophone. Rien, si ce n'est quelques rares touches, ne dépasse d'une façade pratiquement lisse. Les touches, à très faible course, affleurent la surface. Seules exceptions : les commutations encore mécaniques comme celle de la tension secteur et celle d'éjection de la cassette.

A première vue, ce magnétophone n'a pas de potentiomètre ; on doit aller les chercher dans un élément de commande escamotable, accessible par une pression sur le bandeau inférieur gauche du magnétophone. Une étiquette vous indique où il faut appuyer...

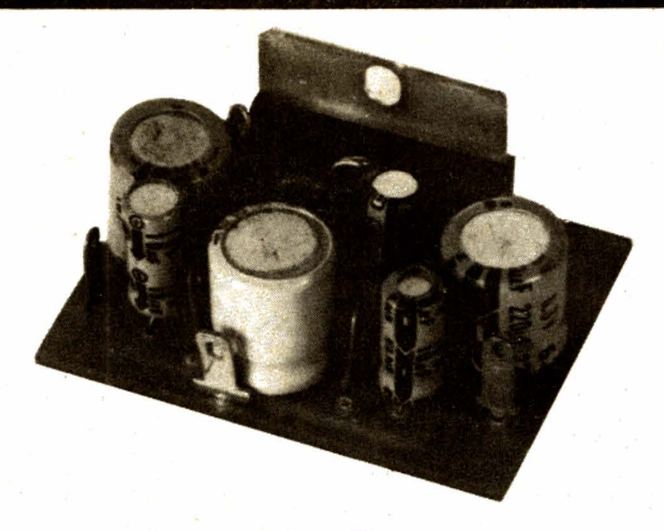
N'essayez pas d'ouvrir l'autre bandeau, rien ne se cache derrière. Une fois le tiroir ouvert, diverses commandes apparaissent : trois potentiomètres à course linéaire pour les commandes du niveau de sortie et d'enregistrement, un clavier multicolore fait de touches à membranes qui cachent un interrupteur réagissant sous le doigt par un déclic rassurant.

Le tiroir à cassette s'ouvre lentement et permet l'introduction d'une cassette. Tout au fond du tiroir, on aperçoit le système de têtes particulier qui permet l'inversion du sens de défilement.

Dans un magnétophone à trois têtes, la bande passe en général devant une tête d'effacement, puis une tête d'enregistrement et enfin une tête de lecture. Cette dernière autorise donc une lecture immédiate de l'enregistrement.

Pour inverser le sens de défilement, on devra conserver l'ordre respectif des têtes. JVC a donc monté deux têtes d'effacement qui servent en même temps de guide-bande. Au centre se trouve une tête double, comportant un élément de lecture et un élément d'enregistrement. Ces têtes sont déjà assez petites ; il semble impossible de les miniaturiser pour installer, par exemple, deux têtes d'enregistrement encadrant une tête de lecture. JVC emploie donc ici une tête qui tourne autour d'un axe perpendiculaire à la surface de la bande. La tête d'enregistrement se placera tantôt à droite, tantôt à gauche de celle de lecture ; comme les entrefers se placent devant seulement une moitié de bande, la rotation fera correspondre les entrefers avec la surface à enregistrer.

Une détection de fin de bande prend, en principe, quelques secondes : durée de l'amorce en aller et retour à laquelle il faut ajouter le temps de réaction de l'électronique. Ici, l'électronique détecte optiquement la transition entre la bande et l'amorce par un système à infrarouge. L'arrêt et l'inversion ont lieu avant



PETIT AMPLIFICATEUR STEREO 3 A 12 V pour casque ou haut-parleur

CE petit amplificateur stéréophonique est réalisé à partir d'un circuit intégré qui ne demande qu'un nombre réduit de composants périphériques. C'est un amplificateur sans prétention, que sa petite taille permet de glisser partout. Il s'alimente par pile, sa consommation est réduite, sa bande passante est relativement étendue. Sur ses sorties, vous pourrez adapter une paire de petites enceintes, un casque stéréo ou tout ce que vous voudrez, même une grosse enceinte qui vous surprendra si son rendement est élevé. Ce petit amplificateur, nous l'avons déjà utilisé dans un amplificateur de casque pour une mini-chaîne. Nous vous en proposons ici une version un peu différente, avec, en prime, des mesures qui vous donneront une idée de ses performances, détails non négligeables lorsqu'on désire une certaine qualité ou, plus précisément, savoir ce que l'on peut obtenir d'un petit ampli simple à construire.

Entrée 1 — C1 0,1µF — 1/2 TDA 4920 — C7 — Sortie 1 — C5 0,1µF — R1 1Ω — C3 10µF-6,3V — C10 100µF 16V — C11 0,1µF — + Alim 3 à 12 V
Entrée 2 — C2 0,1µF — 1/2 TDA 4920 — C8 — Sortie 2 — C6 0,1µF — R2 1Ω — C4 10µF-6,3V — C9 22µF

Fig. 1.

Ce préamplificateur utilise un double amplificateur en boîtier SIL 9, SIL signifiant « Single In Line ». Autrement dit, une seule ligne de broches. Le boîtier est, si l'on peut dire, classique, c'est un boîtier de circuit « Dual In Line » dans lequel les broches n'ont été découpées que d'un côté, l'autre étant resté plein pour former un radiateur. Pour plus de détails, consultez la photo.

Ce circuit intégré est facile à mettre en place et le radiateur peut y être fixé sans la moindre difficulté.

Le schéma de principe de cet amplificateur est donné figure 1. C'est une adaptation du schéma du constructeur, nous n'avons pas eu besoin de beaucoup d'imagination, aucun composant n'a dû être modifié, tout s'est bien comporté aux essais.

Les deux amplificateurs sont identiques, les différences dans le schéma viennent des circuits communs : alimentation et condensateur de filtrage relié à la borne 6 du circuit intégré.

La valeur du condensateur de sortie dépendra de la valeur de la charge ; nous donnons en fin d'article plusieurs courbes de réponses relevées pour diverses valeurs. Si on destine cet amplificateur à l'amplification d'un signal pour casque 25 Ω (minicasques), un condensateur de 220 µF suffit ; par contre, pour une charge de 4 Ω, il est préférable d'adopter un condensateur de 1 000 µF.

Cet amplificateur peut aussi être chargé sur 2 Ω, cas que nous n'abordons pas au chapitre des mesures, le condensateur devra alors voir sa valeur doubler. L'alimentation de cet amplificateur est comprise

entre 3 V (le constructeur prévoit un fonctionnement à partir de 3,5 V) et 12 V. Le condensateur de sortie peut avoir une tension de service égale à la moitié de la tension d'alimentation, c'est classique, le point milieu de l'ampli polarisé étant à la moitié de la tension d'alimentation. On remarquera que cet amplificateur n'a pas de résistances externes (sauf celle de 1 Ω), les résistances de polarisation sont intégrées à l'amplificateur, ainsi que celles de contre-réaction. Les condensateurs C_4 et C_3 sont utilisés pour la contre-réaction, on peut éventuellement installer une résistance série pour réduire le gain de l'amplificateur.

Réalisation

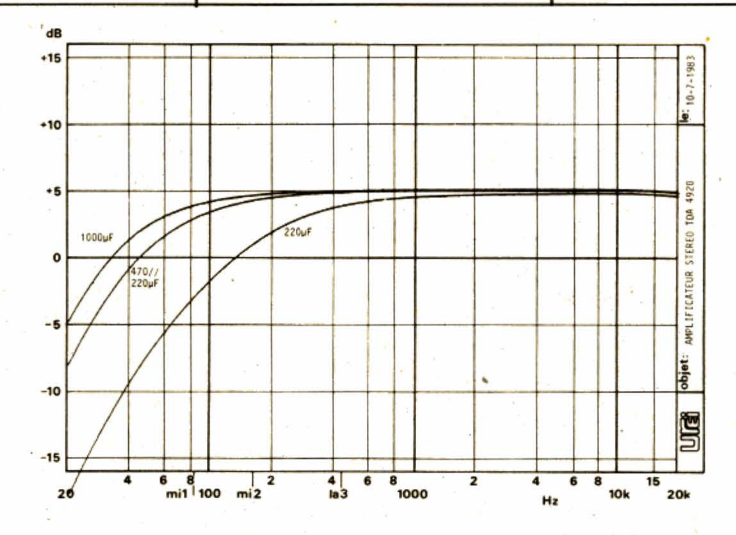
La figure 2 donne le schéma du circuit imprimé, la figure 3 l'implantation des composants. Comme nous avons essayé de limiter le volume de cet amplificateur, vous aurez peut-être un peu de mal à le câbler ; dans ce cas, personne ne vous empêche d'extrapoler notre disposition pour espacer les composants. Rappelons tout de même que la miniaturisation est au goût du jour en électronique grand public et que la réduction du volume d'un montage entraîne une réduction de coût, lorsque celle-ci a lieu dans des limites raisonnables, bien entendu.

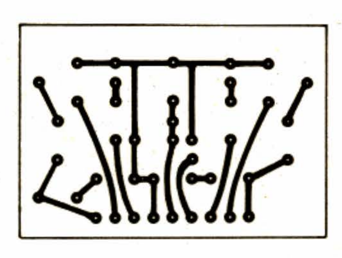
Le circuit intégré TDA 4920 est en principe disponible chez les distributeurs Siemens, n'importe quel revendeur dynamique se fera un plaisir de vous le commander... Cet ampli a suffisamment d'intérêt, à notre avis, pour que nous l'ayons utilisé dans ce montage ; nous l'avons employé précédemment dans le nº 1693 dans un montage en pont, plus puissant mais monophonique.

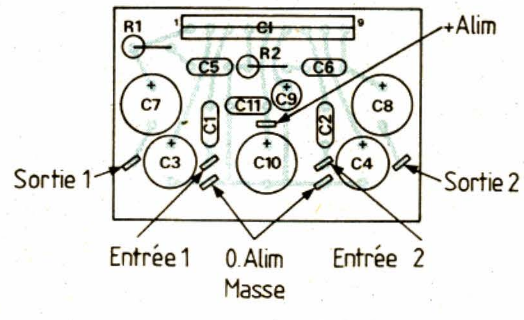
Le montage ne comporte pas de difficultés particulières, vérifiez bien la polarité des composants, le sens de branchement du circuit intégré dont la borne 1 correspond à l'encoche.

Le radiateur pourra être plaqué directement sur l'ailette du circuit intégré avec, de préférence, un peu de graisse au silicone pour réduire la résistance thermique (l'ailette est relativement souple et ne plaque pas toujours très bien contre le dissipateur). Une surface de radiateur d'un demi-décimètre carré doit suffire. Tout dépend, là encore, de l'impédance de charge et de la puissance de fonctionnement. En sinus, le circuit chauffe, avec de la musique, nettement moins...

Pour un casque, on peut se passer de radiateur...







Tension d'alimentation	3 V	4,5 V	6 V	9 V	12 V
Courant de repos	14 mA				20 mA
Courant en charge, P max.	0,12 A	0,2 A	0,3 A	0,5 A	0,7 A
Puissance sur 4 Ω	46 mW	180 mW	455 mW	1,20 W	2,25 V
Distorsion à 1 kHz et P max.	1,3 %	0,6 %	0,6 %	0,6 %	0,6 %
Tension max. à vide	0,45 V	0,70 V	1,7 V	2,9 V	4 V

Mesures

Nous avons mesuré divers paramètres de fonctionnement qui sont présentés sur le tableau I. Ce tableau donne les résultats obtenus à diverses tensions de service, dont 3 V, tension constituée par deux éléments en série (attention, la tension des piles chute lorsque celles-ci s'usent...).

Le taux de distorsion est souvent inférieur à 0,6 %. Il a été mesuré à la puissance maximale. La tension à vide est intéressante lorsqu'on utilise cet amplificateur en ampli de ligne ou

sur un casque à haute impédance. Précisons qu'à vide, ou sur charge élevée, l'amplificateur a un taux de distorsion harmonique réduit à 0,07 % à pleine excursion, avec 12 V d'alimentation.

Le temps de montée de cet amplificateur est de 5 µs, la descente est un peu moins rapide (6 µs). La vitesse de balayage en tension est de 20 V/µs.

La sensibilité d'entrée (pour P max. à 12 V) est de 30 mV.

La diaphonie est de 71 dB à 1 kHz et de 60 dB à 10 kHz.

Le rapport signal/bruit est de 81 dB avec pondération, 78 dB dans la bande 20 Hz-20 kHz.

La courbe de réponse est donnée pour plusieurs valeurs du condensateur de sortie, sur charge de 4 Ω.

Conclusion

Cet ampli n'est pas très puissant, il n'est pas très encombrant non plus. Il pourra rendre des services, notamment au niveau de l'amplification pour casque ou pour mini-enceintes pour « baladeurs »...

Liste des composants

Résistances
R_1, R_2 : 1 Ω, 1/4 W

Condensateurs
C_1, C_2, C_5, C_6, C_{11} : 0,1 µF, 100 V, plastique, Siemens 5 mm MKT
C_3, C_4 : 10 µF, 6,3 V, chimique
C_7, C_8 : 220 à 2 200 µF, suivant charge et réponse, chimique
C_9 : 22 µF, 16 V, chimique
C_{10} : 100 µF, 16 V, chimique

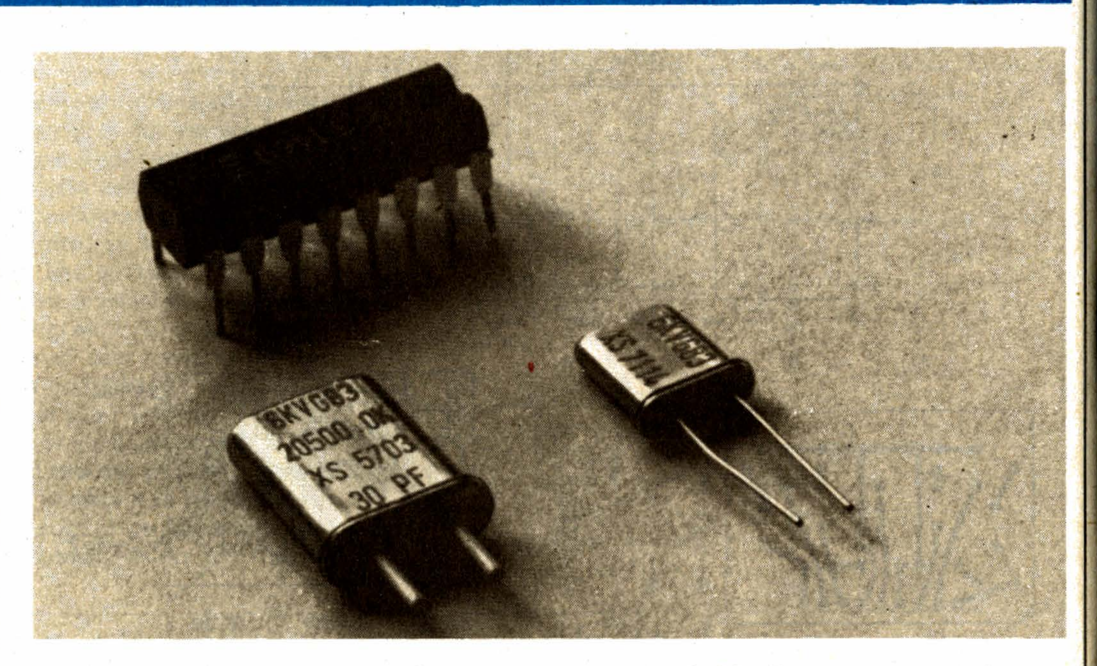
C.I. : circuit intégré TDA 4920, Siemens.

Bloc-notes

RADIOCOMMANDE : DES QUARTZ SUB-MINIATURES

La miniaturisation des équipements de radiocommande n'est pas très aisée. Très vite, on se heurte à un problème qui est celui de la réduction de la taille du quartz. Les quartz standards, en boîtier n° 5 (suivant la norme française NFC 93-601), sont relativement encombrants et constituent l'une des principales embûches pour la réalisation de systèmes vraiment miniaturisés.

Le quartz est un élément physique dont la fréquence de résonance est liée à la dimension. On ne peut que difficilement réduire la taille du boîtier, sauf si la fréquence de résonance du quartz est élevée.



Cette macrophotographie montre deux quartz, un gros, en boîtier 3, et un petit en boîtier 17. Le circuit intégré donne l'échelle. Petit détail : les broches de sortie sont dorées.

Le boîtier 3A permet de descendre à 200 kHz, le boîtier 9 à 3 MHz. Le 3A mesure, sans ses fils, 19 × 19 × 8,8 mm. On le trouve dans certains émetteurs ; le boîtier 9, le plus courant, 11 × 13 4,5 mm. La firme allemande K.V.G. propose des quartz en boîtier plus petit : le numéro 17 dont la taille est seulement de 8,5 × 7,7 × 3 mm. Ce boîtier permet de travailler de 10 MHz à 175 MHz, des fréquences qui tombent dans celles couramment utilisées en radiocommande.

L'intérêt de ce boîtier est évident à la réception, où on utilise le plus souvent des quartz travaillant en mode harmonique et résonance série ; K.V.G. propose ce type de taille en boîtier 17.

Le quartz peut alors trouver une place au-dessus d'un circuit intégré en boîtier DIL, là où le boîtier 9 avait du mal à se caser.

Il y a tout de même un revers à cette miniaturisation : le prix du quartz qui est tout de même plus élevé que celui en boîtier 9.

K.V.G. propose des quartz taillés à votre fréquence avec un délai qui nous a étonné (environ deux semaines), en boîtier 17 à broches dorées, pour une somme qui ne devrait pas dépasser 200 F T.T.C. (Quand on aime, on ne compte pas.) Une adresse à retenir : K.V.G. France, 3, rue Choron, 75009 Paris. Tél. : 280.31.61.

La photo montre la taille comparée d'un boîtier 9 et d'un 17 avec, au fond, un S 1469, CI prévu pour la MF à bande étroite.



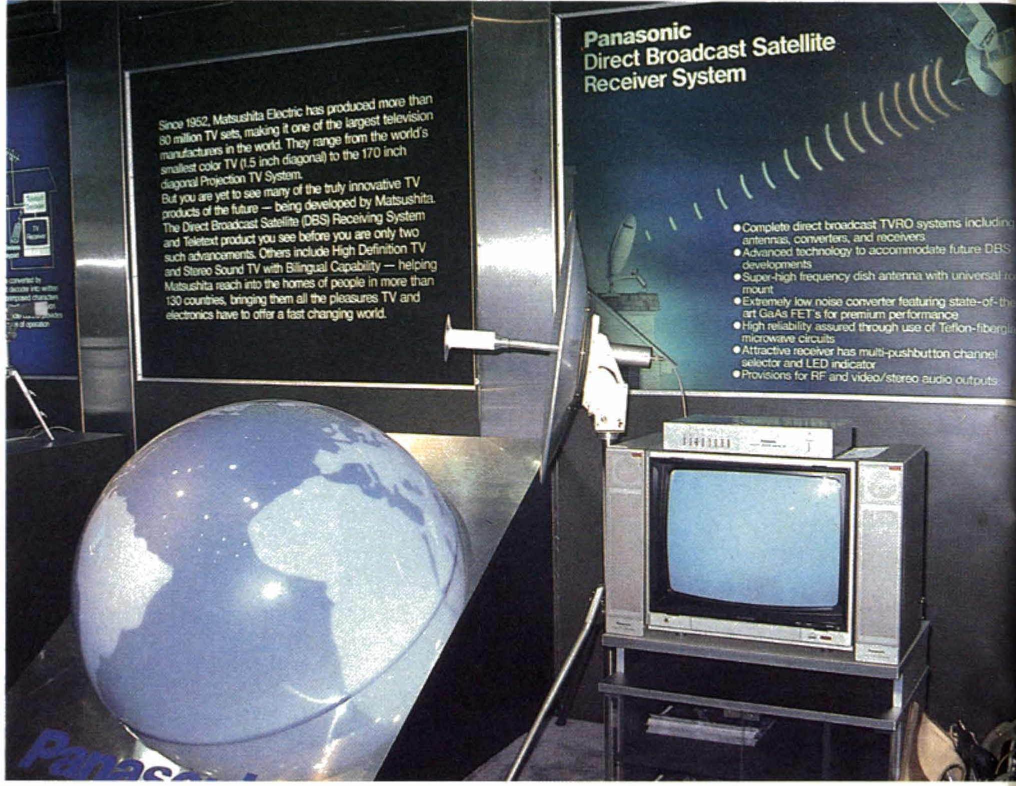
LE CES DE CHICAGO: AUDIO ET VIDEO

Pour sa 17e édition d'été, le CES (Consumer Electronic Show), qui se déroule traditionnellement à Chicago, a connu un succès qui a dépassé toutes les espérances. Près de 70 000 mètres carrés de stands et de surface d'exposition (moins de 60 000 en 1982) et la présence de 80 000 visiteurs professionnels n'ont pu que confirmer la reprise économique (aux USA...) et l'attrait qu'exerce toujours le pays du dollar-Roi. Il est vrai que si nombre de visiteurs sont là pour acheter ou, à tout le moins, s'informer des tendances technologiques, la plupart des exposants étrangers viennent à Chicago pour trouver des distributeurs – s'ils n'en ont déjà –, et avec l'espoir de vendre. Encore un des aspects de l'attrait des USA et de sa monnaie. Aux sommets qu'atteint celle-ci, il s'avère plus facile de vendre aux USA que d'être leur client et, à ce jeu, les Extrême-Orientaux en général et les Japonais en particulier, restent les plus forts, et pas seulement grâce à l'avance technique qu'ils ont su prendre dans le domaine de l'électronique grand public...

quage.
Panasonic présentait le plus petit récepteur TVC du monde : avec son écran de 1,5 pouces (38 mm) de diagonale, il tient au creux de la main tandis que Mitsubishi démontrait sur son stand une nouvelle génération d'écrans plats matriciels, à filtrage par cristaux liquides. De différentes tailles (de 90 × 140 cm à 290 × 460 cm) et de faible épaisseur (40 cm), ces écrans sont destinés à être attaqués par des signaux vidéo en provenance de magnétoscopes, de caméras ou d'ordinateurs. Emplois prévus : halls d'information, aéroports, affichage de données au cours de conférences, stades...
Enfin la TV par satellite continue de progresser : il est vrai qu'un seul d'entre eux permet de recevoir 24 émissions différentes, et Toshiba et Panasonic commencent à s'y intéresser. A noter aussi que, cette année, les prévisions donnent un nombre de disques vidéo supérieur à celui des cassettes enregistrées pour les ventes (9 millions contre 8).

LE CES DE CHICAGO AUDIO ET VIDEO

Photo 6. – Réception des satellites : Panasonic.



LES FRANÇAIS AU CES

Ils étaient quelques-uns à avoir fait le déplacement de Chicago pour exposer et vendre des produits en provenance de l'hexagone.
Audax d'abord, un ancien des CES et plus connu aux USA sous le nom de sa filiale locale, Polydax. Audax fournit en haut-parleurs nombre de constructeurs américains d'ensembles électroacoustiques et, ce que l'on sait moins, certains de ces derniers comptent parmi les plus prestigieux au monde. Vieil habitué aussi, Cabasse, qui est maintenant bien distribué aux USA par la filiale US du Norvégien Tandberg.
Cabasse exposait à Chicago des modèles confirmés, mais non la toute nouvelle Corvette, apparue au dernier FISIV et qui bénéficie de la membrane en dôme en sandwich, à ame nid d'abeille (on se souvient encore que la machine à commande numérique, qui assure le contrôle de tous les paramètres de cette structure originale, a fait l'objet d'un espionnage industriel suivi d'un vol, ce qui n'a pu que retarder la sortie de ces éléments à technologie avancée ; ce qui explique vraisemblablement l'absence de modèles à Chicago).
Audioanalyse, la firme de Bourges, qui fait à la fois dans la HiFi et dans la sonorisation professionnelle, et récompensée l'an dernier par un prix de « design » au CES pour sa platine tourne-disque à bras Lurné, était revenue cette année avec sa gamme HiFi et aussi l'ATR 1, un analyseur en temps réel par octave, qui tient dans la main.
Pour Jacques Mahul, de la société Focal, c'était par contre le premier déplacement à Chicago où il a pu faire connaître sa gamme de haut-parleurs ainsi que ses enceintes acoustiques ; parmi ces dernières, on retiendra particulièrement la « kit 500 », une 3 voies à caisson de graves séparé et élaborée autour d'un filtre sophistiqué. (Nous espérons être très bientôt à même de vous proposer une description de cette réalisation.)
Enfin, en dehors du CES, mais très proche de lui, Thomson, à l'instar de Sony, s'était installé dans un grand hôtel de la ville pour présenter à la fois sa série de TVC – ici en version multistandard – et surtout son vidéoprojecteur qui vient, déjà, de connaître la consécration en étant retenu en nombre pour les installations de la NASA à Cap Kennedy.
Prochain CES à Las Vegas du 7 au 10 janvier 1984. D'ici là, sans doute aurons-nous pu accueillir en France une bonne proportion des nouveautés que nous a permis de découvrir le CES de Chicago.

Ch.-P.



Photo 7. – Thomson (Dunhill distributeur aux USA).

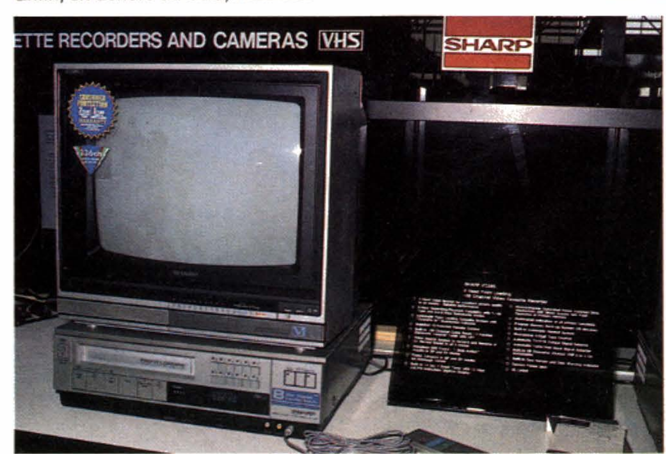


Photo 8. – Sharp : magnétoscope télécommandé à 105 canaux, y compris la TV par câble et TVC adapté.

Le synthétiseur de fréquence :

II - ELEMENTS CONSTITUTIFS D'UN SYNTHETISEUR

(Suite voir n° 1695)

D – Le V.C.O. ou oscillateur contrôlé par tension

Le nom, n'en doutons pas, est d'origine anglo-saxonne et le sigle n'est qu'une application supplémentaire d'une mode qui envahit notre langage, ce qui s'admet parfaitement dans le domaine technique, à condition d'avoir été préalablement éclairé ! Il s'agit donc, comme il a été dit précédemment avec le développement traitant des diodes Varicap, d'un oscillateur dont la fréquence est déterminée par la capacité d'une diode spéciale, dont la valeur peut être ajustée à tout moment en modifiant son seuil de polarisation.

Pour que ce dernier soit de qualité, il est requis que sa stabilité propre soit bonne, afin que le rattrapage de la boucle d'asservissement ne soit pas trop important et ce d'autant plus que le pas utilisé sera petit. C'est donc la diode Varicap qui est l'élément variable permettant le rattrapage en fréquence (fig. II-25).

Il est souvent recherché une grande pureté du signal sans raies parasites adjacentes, l'énergie ne devant être théoriquement concentrée que dans la fréquence à transmettre. Il est avantageux alors de produire directement le signal sans multiplication. C'est ce que propose la figure II-26, avec le schéma d'un VCO sur fréquence élevée (100 à 180 MHz). On sait, en effet, que le fait de sélectionner une harmonique (la 3ᵉ par exemple) n'élimine jamais complètement les autres : 2F, 4F, 5F... et que, si le filtre n'est pas suffisamment sélectif, des « spurious » risquent fortement de se retrouver dans la réception sous forme d'« oiseaux », occasionnant des points de silence où il ne sera plus possible de trafiquer ou d'écouter. Ne parlons pas des raies parasites à l'émission qui, bien que moins facilement décelables sans analyseur de spectre, n'en sont pas moins criticables.

Dans tous les cas où cela sera possible, il sera préférable d'utiliser un VCO avec transistor à effet de champ dont la grande impédance d'entrée a pour effet de moins charger le

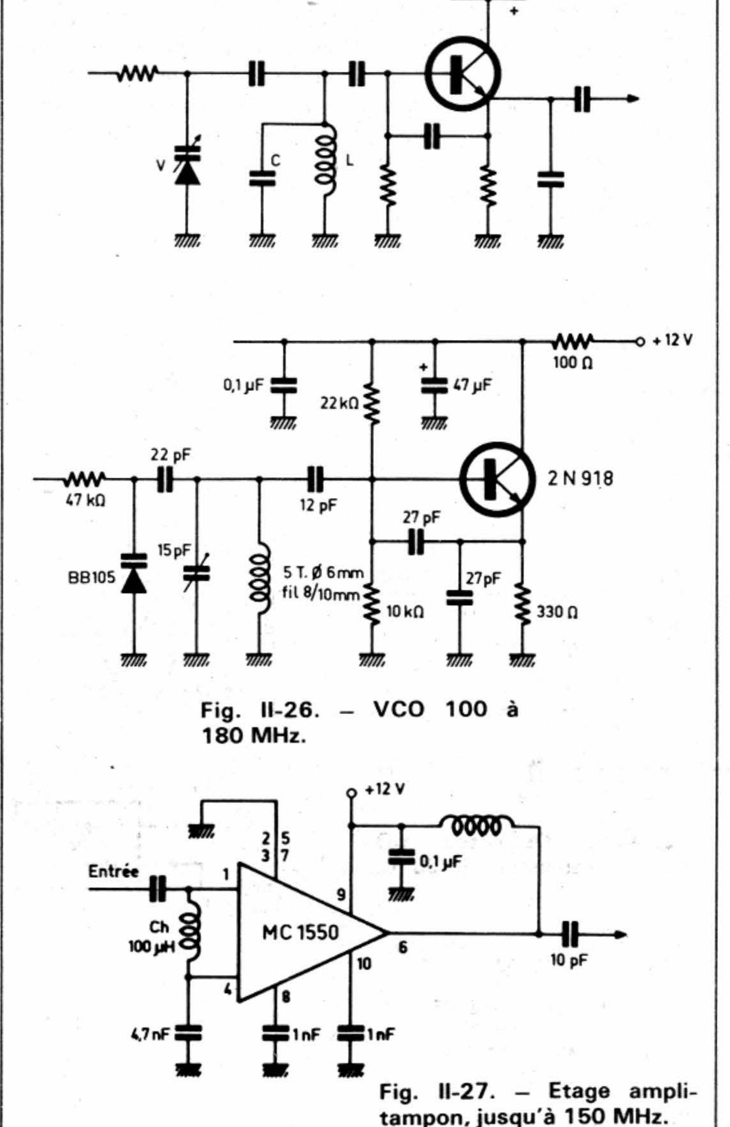


Fig. II-26. – VCO 100 à 180 MHz.

Fig. II-27. – Etage ampli-tampon, jusqu'à 150 MHz.

circuit oscillant et par conséquent d'améliorer les caractéristiques.

Dans l'ordre des préférences : J 310, 2N 4416, 2N 3819... Il est toujours préférable, par ailleurs, d'adjoindre un étage tampon entre oscillateur et utilisation afin d'isoler le VCO des rayonnements parasites et des variations de charge entraînant des instabilités (fig. II-27).

Les VCO qui suivent ne doivent être pris que comme des montages types, ayant un fonctionnement sans problèmes sur une grande étendue de fréquences. Le dimensionnement grossier est donné par les caractéristiques du bobinage et de la capacité associée, le réglage fin est du domaine de l'excursion du ΔC de la varicap.

Le MC 1648 est un oscillateur intégré de Motorola de technologie MECL. Il peut « grimper » jusqu'à 225 MHz. Son grand intérêt est d'utiliser un circuit LC extérieur ce qui lui confère une nette supériorité sur le MC 4024 – très pratique d'exploitation par ailleurs – mais à la pureté spectrale plus que douteuse puisqu'utilisant un circuit RC (fig. II-28).

L'oscillateur à transistor à effet de champ fonctionne admirablement bien sur toutes les fréquences. La prise de Source se trouve au 1/5 de la self, côté masse. C_1 permet un ajustage précis de la fréquence d'oscillation libre qui autorisera le verrouillage de la boucle (fig. II-29).

Le J 310 donne de très bons résultats avec un très fort niveau de sortie. Nous avons dit qu'un étage amplificateur était indispensable, car un niveau suffisant (environ 1,5 V) est nécessaire en oscillateur local émission-réception sur une porte de 40673. L'isolement du VCO est utile également pour le soustraire aux variations d'impédance d'entrée d'un prédiviseur lorsqu'il fonctionne pendant une partie du cycle en diviseur par 10 et sur l'autre en diviseur par 11, par exemple.

Dans tous les cas, il est prudent d'inclure l'oscillateur contrôlé dans un boîtier confectionné avec une feuille de cuivre dont les parois seront suffisamment éloignées de la self oscillatrice (1 cm minimum). Par ailleurs, un blindage complet du synthétiseur avec entrées sur les diviseurs programmables par by-pass sera excellent. Nous y reviendrons dans les réalisations pratiques.

La tension alimentant le VCO doit être exempte de tout ronflement ou parasitages divers. Une bonne solution est de l'alimenter par un régulateur séparé : LM 340-05 pour le MC 1648, régulateur 8 V ou 11 V pour les autres ou par une cellule de filtrage à fort découplage (fig. II-30).

E – Comparateurs de phase et filtres associés

Rappel de quelques notions fondamentales.

Rappelons brièvement ce qu'est un **déphasage :** lorsque deux fonctions sinusoïdales de même fréquence ont leur origine (leur départ) au même instant, on dit qu'elles sont **en**

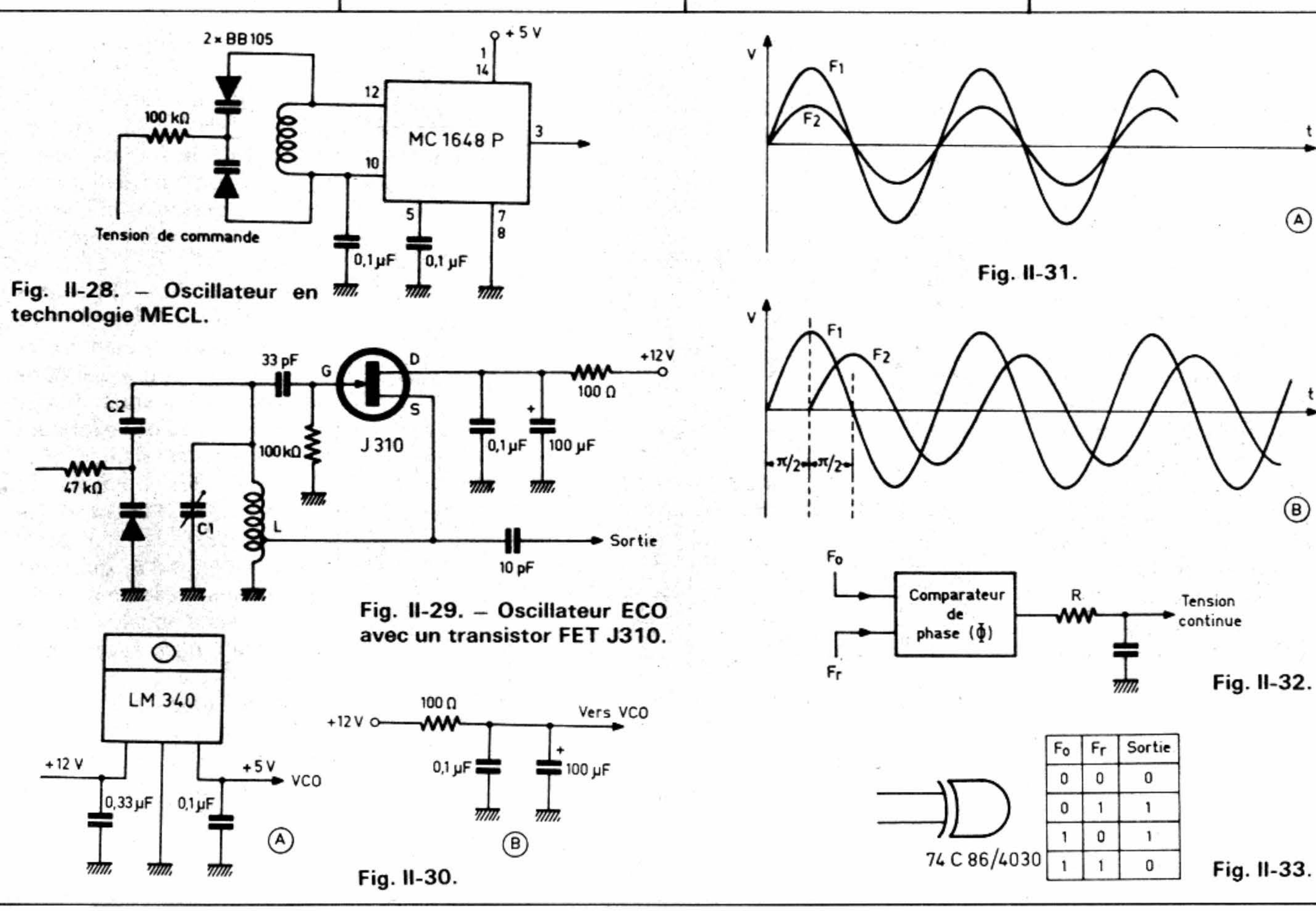


Fig. II-28. – Oscillateur en technologie MECL.

Fig. II-29. – Oscillateur ECO avec un transistor FET J310.

Fig. II-30.

Fig. II-31.

Fig. II-32.

Fo	Fr	Sortie
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. II-33.

phase, quel qu'en soit l'amplitude. Nous remarquons que le passage à l'amplitude 0 a lieu au même instant (fig. II-31A).

Si les origines sont décalées, il s'ensuit un décalage de phase, celui-ci étant indépendant de l'amplitude de l'onde, et exprimé en radians (fig. II-31B). Dans l'exemple choisi, F_2 est « en retard » sur F_1. Déphasage de $\pi/2$.

Le comparateur de phase est un élément de circuit PLL qui va délivrer une tension continue proportionnelle au décalage en fréquence et en phase des deux sinusoïdes mises en comparaison (fig. II-32).

Il peut être considéré également comme un mélangeur. Si nous analysons les signaux issus de la référence Fr et ceux venant du VCO (F_o) – transitant ou non par un diviseur programmable – nous recueillons en sortie $F_o + F_r$: somme des composantes et $F_o - F_r$: différence des signaux.

La somme est éliminée par le filtre passe-bas, tandis que la différence $F_o - F_r$ affecte la tension continue de commande du VCO (fig. II-33).

Ce rôle peut être assuré par quantité de dispositifs. D'abord par une porte OU EXCLUSIF, appelée également circuit d'anticoïncidence : un signal n'apparaît, en effet, en sortie que lorsque les tensions d'entrées ne coïncident pas. Le comparateur I du CD 4046 est de ce type. Le flip-flop (fig. II-34) : le front montant du signal de référence met le flip-flop en position travail, tandis que F_n remet la bascule à l'état 0. Les impulsions en sortie sont de largeur proportionnelle à la différence de phase et sont intégrées par RC en sortie, délivrant une tension continue alimentant la boucle.

Un autre exemple pratique est celui de la figure II-35 où la comparaison de phase fait appel à deux bascules 7474 et une porte NAND. Chaque niveau 0 sur les « clear » des bascules met leur sortie Q à zéro. Dès qu'un écart de phase apparaît, des impulsions sont mises en évidence sur la borne 9 et par conséquent au niveau du filtre de sortie RC.

L'un des comparateurs les plus évolués est certainement le CD 4046. Lorsque le signal d'entrée est supérieur en fréquence à la référence, le transistor à effet de champ canal P en sortie du CD 4046 est en circuit. Dans le cas inverse un autre FET, canal N cette fois, entre en fonctionnement. Lorsqu'une différence de phase seule est en cause, de courtes impulsions sont envoyées pour rattraper l'écart, il s'agit d'une tension d'erreur de boucle.

Nous retrouvons également un tel fonctionnement dans le chip LSI du S187B de Siemens (fig. II-36).

Nous avons vu que le comparateur de phase, dans sa fonction de mélangeur, produisait une somme $F_o + F_r$ qu'il convient d'éliminer le plus possible.

Le dimensionnement du filtre passe-bas n'est pas simple pour obtenir une pu-

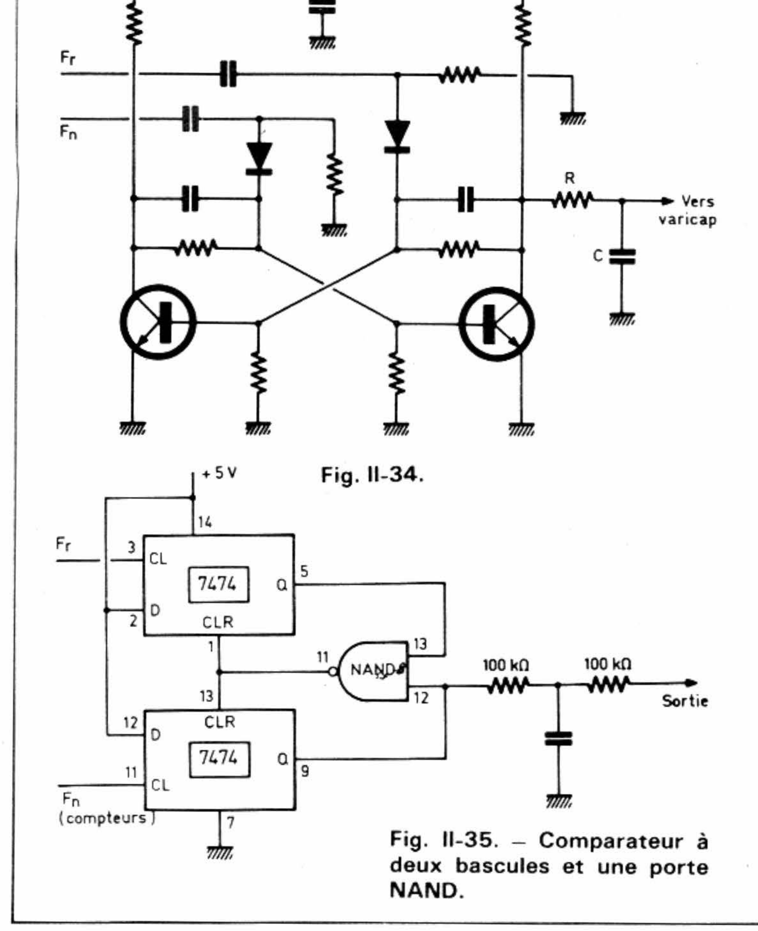


Fig. II-34.

Fig. II-35. – Comparateur à deux bascules et une porte NAND.

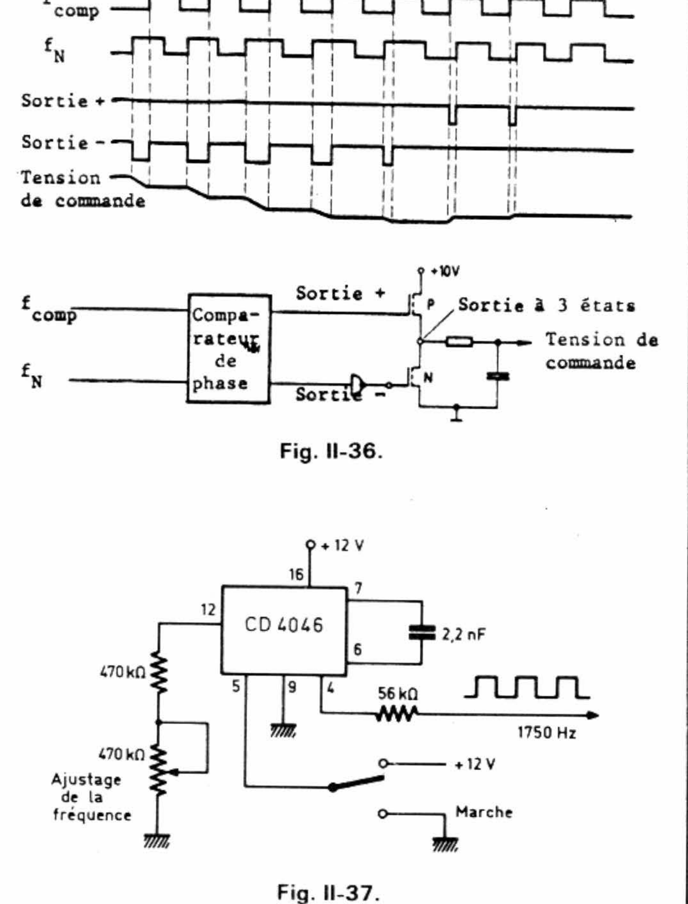


Fig. II-36.

Fig. II-37.

reté de spectre correcte en sortie de synthétiseur. Les caractéristiques de bruit en dépendent grandement. Les paramètres entrant en cause sont nombreux et d'ailleurs contradictoires.

Ne pouvant bien souvent obtenir tous les avantages à la fois, force est de choisir selon les critères que l'on s'est fixé pour le synthétiseur désiré.

Il faut retenir :

– La largeur de bande du filtre conditionne le domaine d'accrochage de la boucle. Plus le filtre passe-bas sera sélectif, plus le champ de capture sera réduit.

– Une bande passante réduite entraîne un temps d'accrochage plus long.

– Elle a pour avantage une meilleure réjection des signaux indésirables, une plus grande immunité au bruit et phénomènes transitoires, un effet de « mémoire » dû à la grande constante de temps.

Afin de filtrer les signaux résiduels de manière sélective sur les fréquences F_r et 2 F_r, une solution efficace consiste à intercaler un filtre dit en « T ponté », dont le creux peut être calculé simplement.

Si nous appelons F_x la fréquence à atténuer, en MHz, nous aurons dans un schéma conforme à celui de la figure II-39, où R est exprimé en kΩ et C en nF :

$$F_x = \frac{1}{2\pi R_1 \cdot C_1}$$

avec $R_1 = 2 R_2, C_2 = 2 C_1$

Ainsi, par exemple, pour une F_x à éliminer de 25 kHz, nous choisirons une valeur de capacité de 4,7 nF, ce qui donne, avec :

$\frac{1}{F_x} = 2\pi R_1 \cdot C_1$, pour

F_x = 25 kHz ou 0,025 MHz

$$R = \frac{1}{2\pi C_1 \cdot F_x}$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \times 4{,}7 \times 0{,}025}$$

= 1,335 kΩ ou 1,3 kΩ

Les autres valeurs se déduisent d'elles-mêmes.

Note particulière relative au CD 4046, comparateur de phase en technologie C-MOS

Tous les expérimentateurs de synthétiseurs de fréquence ou de systèmes PLL ont eu affaire avec le circuit intégré 4046. Il s'agit d'un boîtier complexe comprenant principalement : un VCO (voltage-controlled oscillator) ; deux comparateurs de phase ; une zener pour des fins de régulation.

Si l'un des comparateurs est simplement constitué d'une porte OU EXCLUSIF, il n'en est pas de même du second qui forme un ensemble très efficace de comparaison et qui, pour cela, est souvent utilisé. Entrées en 3 et en 14, sortie en 13.

Le 4046 utilisé avec d'autres circuits de la même famille que lui, c'est-à-dire en C-MOS, et sous 12 V, se comporte relativement bien. Les verrouillages s'effectuent sans problème dès la mise sous tension du synthétiseur, toutes choses étant correctes par ailleurs.

Au-dessous de 8 V de tension d'alimentation, il s'avère que le fonctionnement devient erratique et varie en particulier selon les marques de circuits intégrés et aussi la température ambiante. Cela occasionne en particulier des verrouillages intempestifs d'un transceiver fonctionnant dans un mobile l'été !

La raison en est que les impulsions issues des diviseurs programmables sont très fines et de durées qui peuvent être bien inférieures à la microseconde. Pour qu'elles soient prises en compte par le 4046, il faut alors que celui-ci soit au mieux de ses performances (marque Fairchild par exemple) et tension d'alimentation supérieure à 8 V.

Par ailleurs, de nombreux essais prolongés d'utilisation de ce circuit avec une technologie TTL, alimentation sous 5 V et diviseurs programmables du type 74192, nous ont amenés à trouver une parade efficace à ce dysfonctionnement.

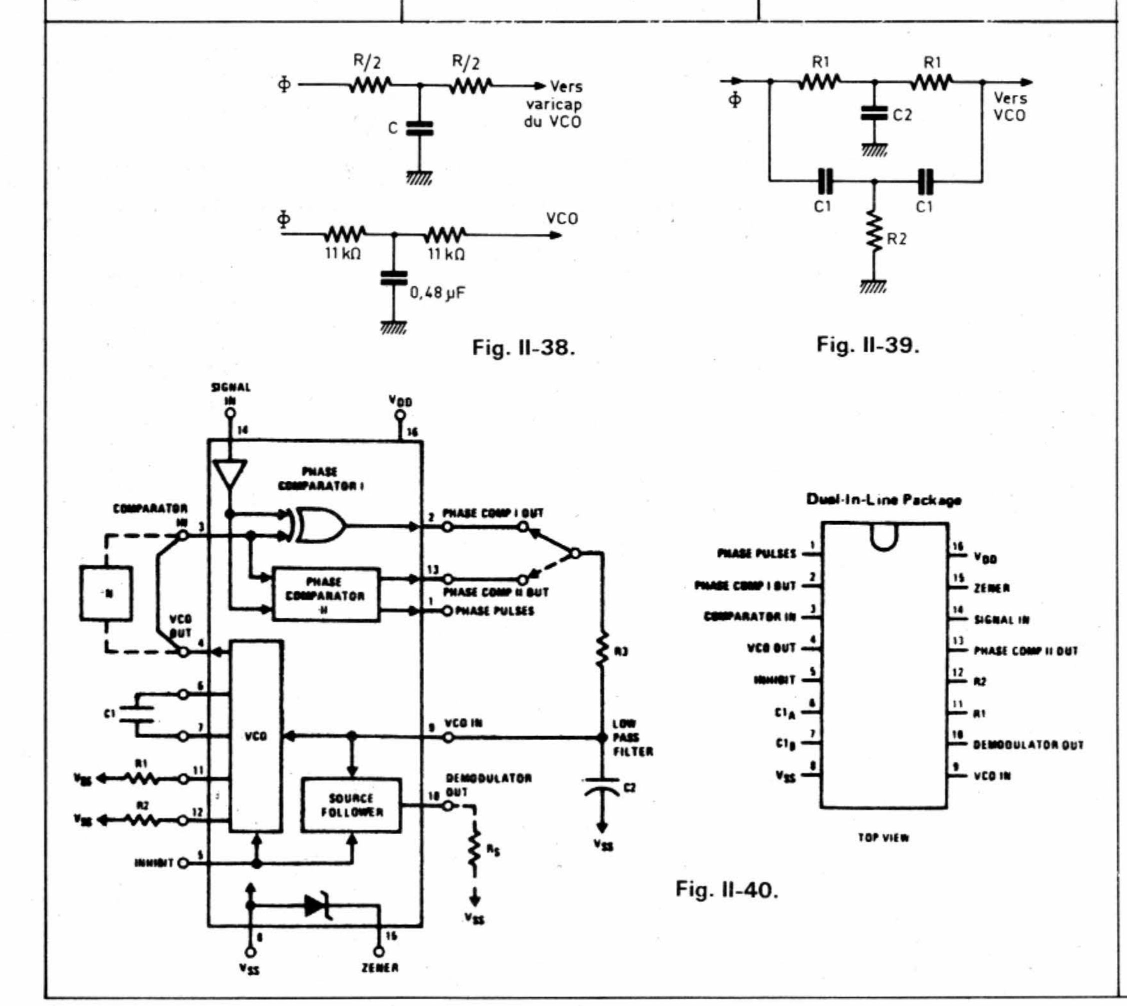


Fig. II-38.

Fig. II-39.

Fig. II-40.

Il suffit d'inclure un étage tampon entre la sortie des diviseurs et l'entrée de comparaison du 4046, ce dernier étant constitué par un monostable de la série 74123 par exemple. Par cet artifice, l'impulsion très fine se trouve recalibrée de façon ajustable en un signal carré qui provoque le verrouillage instantané du système PLL. Un recalibrage équivalent peut s'effectuer en C-MOS par un 4528.

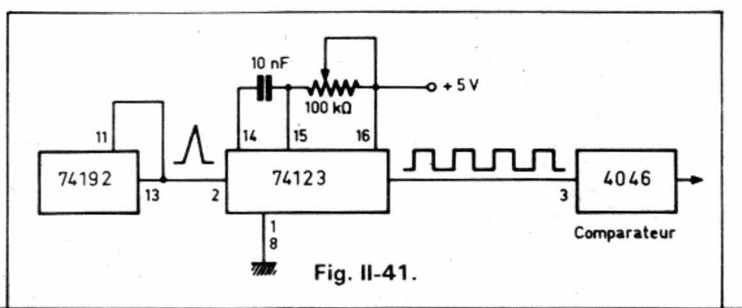


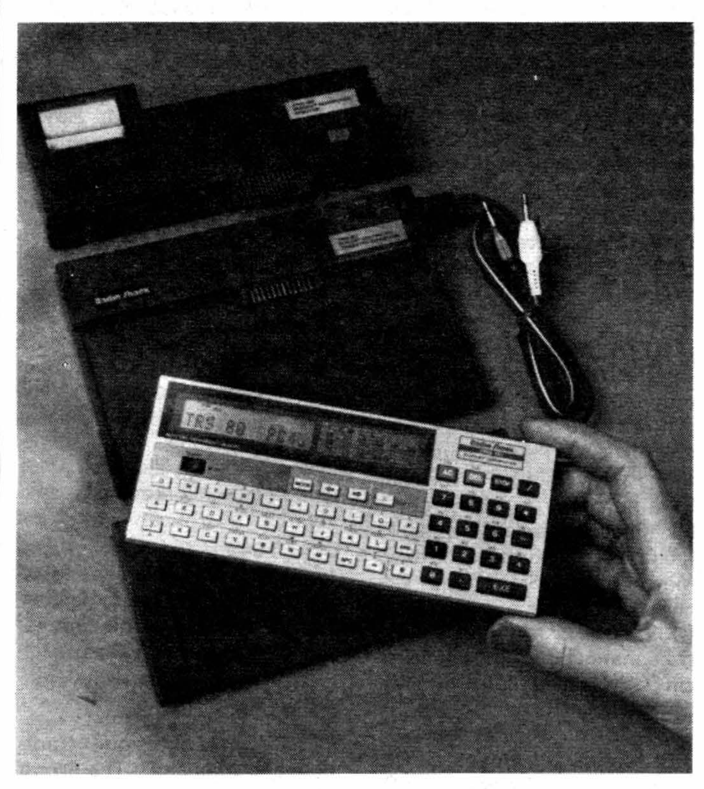
Fig. II-41.

(A suivre)

Michel LEVREL (F6DTA)
Robert PIAT (F3XY)

Bloc-notes

TANDY : TRS-80 MODELE PC-4



Le minuscule PC-4 l'est par ses dimensions (16,5 × 7 × 0,95 cm) mais aussi par son prix (695 francs environ). Il est équipé d'un clavier de 53 touches (dont 10 pour la saisie numérique) et d'un afficheur à cristaux liquides de 12 caractères (62 en déplacement horizontal). Il permet de stocker une dizaine de programmes de faibles dimensions que l'on peut appeler immédiatemnet en pressant une seule touche. Un module mémoire 1 K en option (139 francs) fait passer sa capacité de 544 pas de programme à 1 568.

En option également on pourra acquérir une interface pour cassette (349 francs environ) et une imprimante (749 francs environ) 20 caractères par ligne/60 lignes par minute. PC-4, imprimante et interface sont conçues pour pouvoir être combinées et ne former qu'un tout compact (3,6 × 17,2 × 17,8 cm).

BIBLIOGRAPHIE

TOUTE LA VIDEO D'AMATEUR
Par R. BOUILLOT

Cet ouvrage est un guide pratique à l'usage de tous ceux qui utilisent ou désirent utiliser le magnétoscope et la caméra vidéo. L'emploi des divers équipements est décrit en détail.

L'ensemble caméra magnétoscope constitue aujourd'hui un équipement léger et autonome, accessible à un très grand nombre d'amateurs. Mais la vidéo d'amateur peut être considérée maintenant comme un nouveau moyen d'expression personnel, à l'instar de l'écriture ou du cinéma, par exemple. C'est pour cette raison qu'une large place a été donnée dans l'ouvrage à l'esthétique du langage vidéographique.

L'auteur, René Bouillot, est un spécialiste « multimédia » des techniques audiovisuelles qui réalise, avec son importante équipe, des programmes vidéo, cinéma et de diapositives à usage documentaire, commercial ou pédagogique. Plusieurs ouvrages de cet auteur sont publiés chez le même éditeur, Paul Montel. René Bouillot a obtenu le « Prix 1982 du meilleur livre technique » pour son ouvrage : « Pratiques des reflex 24 × 36 ».

Principaux chapitres :

– Généralités sur la prise de vue vidéo.
– Le tournage vidéo : la séquence de base, les mouvements de caméra.
– L'éclairage en lumière artificielle.
– Différents thèmes vidéographiques.
– La télévision.
– L'enregistrement magnétique des images et des sons.
– Bande magnétique et vidéocassettes.
– Caractéristiques principales des trois systèmes : BETA, VHS, V200.
– Le magnétoscope de salon : fonctionnement du magnétoscope, utilisation pratique des diverses fonctions en lecture et en enregistrement, la programmation.
– Le magnétoscope portable : enregistrement, lecture, télécommande.
– La caméra vidéo couleur : principe et utilisation - nouvelles tendances en vidéo légère : le VHS Compact, le VIDEO 2000 Compact Technicolor, les camescopes, photographie sur support magnétique Vidéo-Movie Sony.
– Matériels annexes de prises de vues.
– Branchements élaborés, la copie des vidéocassettes, transfert des films 8 mm et Super 8 et des diapositives, son et doublage son.
– Montage vidéo électronique en 1/2".
– Principaux modèles de magnétoscopes et de caméras vidéo du commerce.

Editeur : Paul Montel.